面向21世纪教材

电工电子技术基础

主　编　王晓荣　余　颖
副主编　管小明　高浪琴　黄　河　龚水泉
主　审　罗　勇



新编面向21世纪高等学校教材

电工电子技术基础

主　编　王晓荣　余　颖
副主编　管小明　高浪琴
　　　　黄　河　龚水泉
主　审　罗　勇

武汉理工大学出版社
·武　汉·

内容简介

本书是根据教育部面向21世纪高等学校电工学课程教学基本要求，并考虑到结合工程实际的特色而编写的。参考学时数为40～60。内容包括：电路模型和电路的基本定律、电路的分析方法、交流电路、一阶电路的时域分析、基本放大电路、集成运算放大器、直流稳压电源、集成门电路及组合逻辑电路、集成触发器及时序逻辑电路、电动机与电气控制技术、EWB简介、应用举例等。各章在基本概念、原理和分析方法的阐述上力求通俗易懂，并加强了实际应用内容。

本书可作为高等工科院校非电类各专业电工电子技术课程的教材，也可供高职、电大等相关专业选用。

图书在版编目(CIP)数据

电工电子技术基础/王晓荣，余颖主编. —武汉：武汉理工大学出版社，2010.2
ISBN 978-7-5629-3121-8

Ⅰ.电… Ⅱ.①王… ②余… Ⅲ.① 电工技术-高等学校-教材 ② 电子技术-高等学校-教材 Ⅳ.①TM ②TN

中国版本图书馆CIP数据核字(2010)第016631号

出版发行：武汉理工大学出版社
武汉市洪山区珞狮路122号 邮编：430070
http://www.techbook.com.cn
经 销 者：各地新华书店
印 刷 者：湖北睿智印务有限公司
开 本：787×1092 1/16
印 张：20.5
字 数：525千字
版 次：2010年2月第1版
印 次：2010年2月第1次印刷
印 数：1—3000册
定 价：32.00元

前　言

为了使我国培养的新一代大学生能适应21世纪这个科技飞速发展、竞争异常激烈的时代，根据国家教育部面向21世纪课程改革要求，结合我校电工电子系列课程建设与改革实践，本着更新内容、侧重应用、培养能力的编写原则而编写了这本新教材。

本教材以教育部面向21世纪《高等学校电工学课程教学基本要求》作为编写的基本依据。但考虑到目前大多数学校相关非电类专业电工电子课程学时数(50学时左右)的实际情况，对现有教学内容进行了精选，删除陈旧内容，反映科技新动态，将目前国内高等学校非电类专业多数采用的《电工技术》和《电子技术》两册合并为一册出版，定名为《电工电子技术》。

本教材内容的编写特点：继承传统性、增强应用性和反映先进性。在传统理论的基础上，注重理论与实际的结合，加强实际应用的内容；建立模型来源于实际的认识规律，阐述理想元件的定义与实际器件的辩证关系，并提供一些实物图片；每章含有与之内容相适应的工程实例，为理论和方法的学习奠定实际背景基础，有利于提高学生的学习兴趣和分析问题、解决问题的能力；每章开始有内容提要、本章重点、本章难点及本章易疏忽的问题，以帮助学生在学习过程中少走弯路；每节后均附有思考与练习题，以帮助学生更好地掌握本节内容；尽量减少理论推导，语句简单，力求通俗易懂，以利于学生自学；有较丰富的例题和习题，书后配有部分习题参考答案，便于教与学。

附录中介绍了当前国际流行的非常适合电工电子类课程辅助教学和实验的仿真软件EWB，进一步拓展学生的思路，使学生了解现代电工电子分析方法的最新进展。

教材结构和体系设计的特点：第1章的电路模型和电路的基本定律为全书奠定基础；电路的分析方法不但适用于直流电路而且也适用于交流电路，作为第2章；正弦交流电路、三相交流电路、非正弦交流电路为交流的范畴，作为第3章；一阶电路的时域分析、基本放大电路、集成运算放大器、直流稳压电源主题突出，各立一章；集成门电路及组合逻辑电路、集成触发器及时序逻辑电路、电动机与电气控制技术联系紧密，各成一章。

本书共10章，覆盖了电工电子课程的主要内容，书中打“*”部分可根据具体学时数来选用。各章课内教学参考学时为：第1章7学时；第2章4学时；第3

章12学时;第4章3学时;第5章10学时;第6章5学时;第7章3学时;第8章4学时;第9章6学时;第10章6学时,全书在60学时以内。若学时在50左右,可在第1、2、3、5、6、7、8、9、10章不打“*”部分内选用,作为基本教学内容。

本教材由东华理工大学电子信息工程教研室组织编写,东华理工大学黄河编写第1章和附录A~G,王晓荣编写第2、9章,管小明编写第3、4章,高浪琴编写第5章,余颖编写第8、10章;江西农业大学龚水泉编写第6、7章,全书由王晓荣统稿。东华理工大学罗勇审阅了全书的初稿,并提出了许多宝贵的修改意见,在此表示衷心的感谢。

在本书的编写过程中吸取了参考文献中多位专家、学者的经验,受益匪浅;得到武汉理工大学出版社的大力支持,得到东华理工大学教务处及本教研室许多老师的关心与支持,在此一并致以衷心的感谢。

由于编者水平有限,不妥和错误之处在所难免。敬请使用本教材的教师、学生以及其他读者批评指正。

编　者

2009年9月

目　录

1 电路模型和电路的基本定律

内容提要

本章介绍电路模型、电路的基本物理量及参考方向、电路的基本定律和基本元件、实际电源的等效变换法及电路中电位的计算。本章内容是学好后续各章的基础。

本章重点

电流、电压参考方向的概念，基尔霍夫定律。参考方向是电路分析最基本的概念，基尔霍夫定律是电路理论的基石，应熟练掌握和运用，为学习后续各章节打下较好的基础。

本章难点

电流、电压参考方向的理解与运用，基尔霍夫定律方程式的列写。

易疏忽的问题

不标物理量的参考方向就计算，文字代号书写不规范(大、小写混淆)，用 KVL 解题不标绕行方向，不注意表达式的正负号。

1.1 实际电路与电路模型

1.1.1 实际电路的作用和组成部分

人们为了实现自己的目的，将有关电路器件用导线连接起来后构成的电流通路叫做电路。图 1.1 所示的日光灯电路能把电能转换为光能，这类电路由于电压较高，电流和功率较大，习惯上常称为“强电”电路；图 1.2 为用系统框图表示的一个复杂电路，它能把广播电台发送的无线电信号转换成声音重放出来，这类电路通常电压较低，电流和功率较小，习惯上常称为“弱电”电路。这些都是电路的实例。

电路的作用是：**实现电能的传输和转换(强电电路)；实现信号的传递和处理(弱电电路)。**

由图 1.1 和图 1.2 可以看出，虽然电路繁简不一，然而作为电路的基本组成部分则必须具有：**电源(或信号源)、负载和中间环节。**电源是将其他形式能量转换为电能的装置，如发电机、电池等均为电源，它们可分别将机械能、水能、热能、原子能及化学能转换为电能；负载是将电能转换成其他形式能量的装置，如电动机、灯泡、电热器等均为负载，它们可分别将电

能转换成机械能、光能和热能；中间环节包括连接导线、控制开关和保护装置等，主要起传输、控制、分配与保护作用。最简单的中间环节是两根连接导线，但图 1.2 所示的收音机线路的中间环节比较复杂。

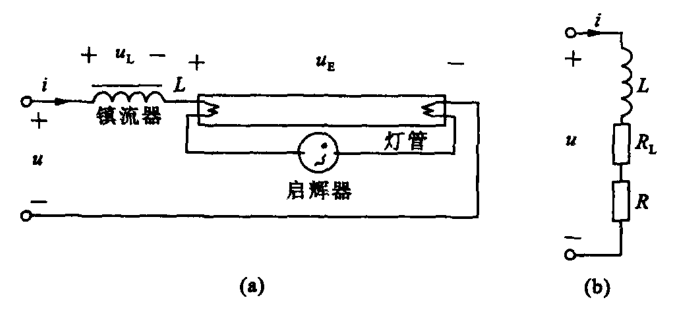


图 1.1　日光灯电路图

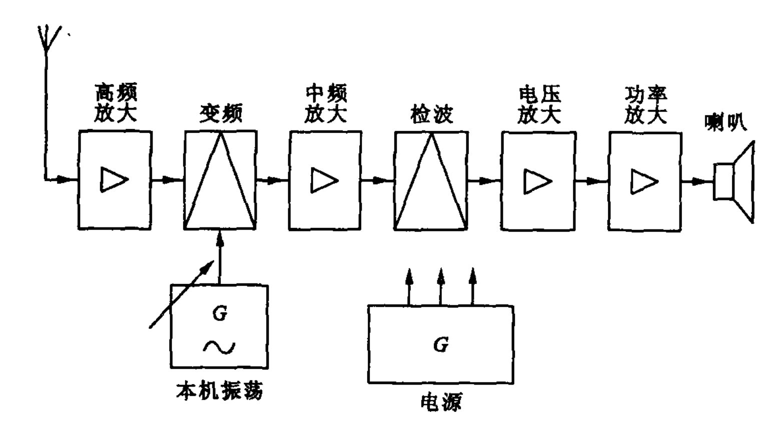


图 1.2　半导体收音机电路框图

用现代电路理论来分析电路时，常将具有一定功能的电路视为一个系统。从一般的意义上讲，**系统是由若干互相关联的单元或设备所组成，并用来达到某种目的的有机整体。**例如由发电、输电、配电、用电等多种设备组成的电网可视为一个系统。

对一个系统而言，电源（或信号源）的作用称为**激励**，由激励引起的结果（如某个元件上的电流、电压）称之为**响应**。激励和响应的关系就是作用和结果的关系，往往对应着输入与输出的关系。一个系统可用图 1.3 所示的框图来描述，其中 $e(t)$ 为激励，$r(t)$ 为响应。分析一个系统，就是确定它的响应与激励的关系。

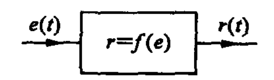


图 1.3　系统的框图表示

1.1.2　电路模型及其意义

为了便于理论研究，揭示电路的内在规律，将实际电路中的各种元件按其主要物理性质分别用一些**理想电路元件**来表示时所构成的电路图，称为电路模型。

所谓理想电路元件，**就是只反映某一种能量转换过程的元件，是对实际元件在一定条件下进行科学抽象而得到的。**例如，电阻 R 是一种理想电路元件，它只反映电能转换为热能的物理过程。凡是当电流通过某元件发生电能转换为热能，而别的能量转换可以忽略时，该元件就可用一个理想电阻元件 R 来表示。除了理想电阻元件之外，还有理想电感元件 L、理

想电容元件 C 以及理想电源等。图 1.4 是它们的电路模型图形符号。这些理想元件称为电路结构的基本模型，由这些基本模型构成电路的整体模型。

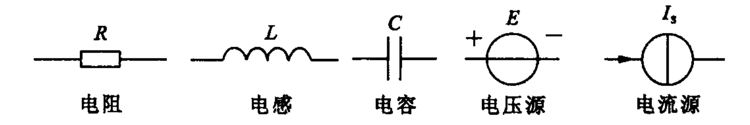


图 1.4 理想电路元件模型

例如图 1.1 中的日光灯电路，就其灯管的性质而言，可用一个电阻 R 来表示，而镇流器接入电路时将发生电能转换为磁场能量及电能转换为热能两个过程，所以用一个电感 L 和电阻 R_L 的串联组合来表示。这样就可画出图 1.1(b)日光灯电路的电路模型。

由此可见，电路模型就是实际电路的科学抽象。采用电路模型来分析电路，不仅使计算过程大为简化，而且能更清晰地反映该电路的物理本质。这种研究问题的方法，实际上早已运用在物理学中了，只是没有提出“模型”这个概念而已。现在突出电路模型的概念是为了更自觉地运用科学抽象的方法来解决复杂的实际电路问题。为此，我们一方面将深入地研究物理学中已学过的一些理想电路元件的性质；另一方面还要学习一些新的理想电路元件，如理想电流源、理想受控源等。有了这些基础就可以为更多的实际电路建立模型，如用电流控制电流源来表示一个晶体管的电流放大作用；用电压控制电压源来表示运算放大器等等，从而使我们能更好地掌握电路分析的方法。

思考与练习

1.1.1 电路的作用是什么？

1.1.2 说出电路的组成部分，并说明各部分的作用。

1.1.3 什么是理想电路元件？理想电路元件与实际电路元件有何差别？

1.1.4 什么是电路模型？引出电路模型的意义何在？

1.2 电流、电压的参考方向和功率的计算

电路中能量的转换、输送以及信号的传递和处理，都是用电流、电压和电动势来描述的。电流、电压及电动势等物理量称为电路的基本物理量。其中电流、电压及电动势参考方向（又称正方向）的概念非常重要，对学好本课程起到重要的作用，应正确理解和熟练应用。

1.2.1 电流、电压的参考方向

1.2.1.1 各物理量实际方向（又称真实方向）的规定

电流：电流是带电粒子在电源作用下在导体中有规则的定向移动而形成的。其大小等于单位时间内通过导体横截面的电荷量，即电流为

$$i = \frac{dq}{dt} \tag{1.1}$$

如果电流的大小和方向都不随时间而变化，即 $\frac{dq}{dt}$ = 常数，这种电流称为直流电流（Direct Current，简写为 DC），用大写字母 I 表示。如果电流的大小和方向都随时间而变

化，则称为交流电流(Alternating Current，简写为 AC)，用小写字母 i 表示。在学习本课程时应**特别注意文字代号的正确书写**。

电流这个物理量的单位是安培(库仑/秒)(国际单位制)，简称“安”，用大写字母“A”表示。另外还有毫安(mA)、微安(μA)，它们的换算关系是

$$1\ \mathrm{A}=10^3\ \mathrm{mA}=10^6\ \mu\mathrm{A}$$

既然电流是由带电粒子有规则的定向移动而形成的，那么电流就是一个既有大小，又有方向的物理量。

规定在导体中正电荷移动的方向或负电荷移动的相反方向为电流的实际方向。

电压与电动势：电荷之所以能在导体中产生定向运动而形成电流，是因为它们受到了力的作用。

电压这个物理量，是用来表示电场力移动电荷做功本领的。

在图 1.5 中(由电池和白炽灯组成的一个简单电路)，a 和 b 是一个电源的两个电极。a 极带有正电荷，b 极带有等量的负电荷，在电极 a、b 之间就形成了电场，其方向为由 a 指向 b。如果 ab 之间由导体连接起来了，那么，在此电场力的作用下，a 电极上的正电荷将经此连接导体流向电极 b(其实是连接导体中的自由电子在电场力的作用下从电极 b 流向 a，两者是等效的)。因此，ab 两点之间的电压 U_{ab}，在数值上就等于电场力将单位正电荷从 a 点(高电位)移到 b 点(低电位)所做的功，即

$$U_{ab}=\frac{\mathrm{d}A}{\mathrm{d}q} \tag{1.2}$$

电动势是用来表示电源力移动电荷做功本领的物理量。

在图 1.5 中，在电场力的作用下，a 电极上的正电荷不断地通过连接导体流向 b 电极，并与 b 电极上的负电荷中和，持续下去，就将导致两个电极上的电荷量不断减少，两极之间的电场不断削弱一直到零，这时，连接导体中的电流也会相应地减小到零。

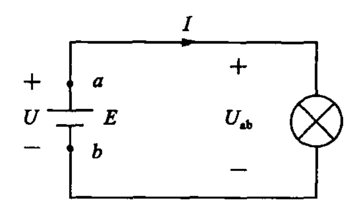


图 1.5　电动势、电压和电流

为了使连接导体中有持续的恒定电流，那么在电源内部就必须有一种力，它能将在电场力作用下由 a 极流到 b 极的正电荷，通过电源内部(也是导体)，克服两电极间电场力的作用，将它们从电极 b 移动到电极 a。这样才能使两极上的电荷量不变，两极间的电场强弱不变，连接导体中的电流也就能保持恒定不变。这种力称为电源力。在电源内部都存在着这种力。如发电机内部的这种力是电磁力，电池内部的这种力是化学力。

所以电源的电动势 E_{ba} 在数值上等于电源力把单位正电荷从电源的负极 b(低电位)经由电源内部移到电源的正极 a(高电位)所做的功，即

$$E_{ba}=\frac{\mathrm{d}A}{\mathrm{d}q} \tag{1.3}$$

因为电压和电动势都是用来表示一个力移动电荷做功本领的，所以它们的单位相同。在国际单位制中，它们的单位都是伏特[焦耳/库仑]，简称“伏”，用大写字母“V”表示。另外还有千伏(kV)、毫伏(mV)和微伏(μV)等。换算关系为

$$1\ \mathrm{kV}=10^3\ \mathrm{V};\quad 1\ \mathrm{V}=10^3\ \mathrm{mV}=10^6\ \mu\mathrm{V}$$

电压的实际方向规定为由高电位端指向低电位端，即指向电位降低的方向（如图 1.5 中的 U_{ab} 是由 a 指向 b）；**电动势的实际方向规定为在电源内部由低电位端指向高电位端，即指向电位升高的方向**（如图 1.5 中 E_{ba} 在电源内部是由 b 指向 a）。

1.2.1.2 各物理量方向的表示法

电流：(1) 箭头（图 1.6(a)表示电流的方向由 a 到 b）；(2) 双下标，如 I_{ab}，表示电流的方向由 a 到 b（多出现在文字中）；(3) 结合使用（图 1.6(b)表示电流的方向由 a 到 b）。



图 1.6 电流的参考方向

电压：(1) "＋"、"－"号（图 1.7(a)表示电压的方向由 a 到 b）；(2) 双下标，如 U_{ab}，表示电压的方向由 a 到 b（多出现在文字中）；(3) 结合使用（图 1.7(b)表示电压的方向由 a 到 b）。

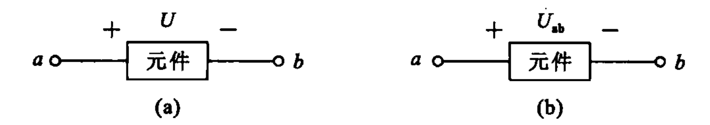


图 1.7 电压的参考方向

电动势：(1) "＋"、"－"号（图 1.7(a)表示电压的方向由 a 到 b）；(2) 双下标，如 U_{ab}，表示电压的方向由 a 到 b（多出现在文字中）；(3) 结合使用（图 1.7(b)表示电压的方向由 a 到 b）。电动势的方向多用"＋"、"－"号表示。

1.2.1.3 各物理量的参考方向

对于一个简单的电路，电流电压的实际（真实）方向一眼就能看出，在图 1.5 中，如 $E=12$ V，则电流电压的实际方向如图所标。但对于一个复杂电路，如图 1.8 中，电流电压的实际方向是由 a 到 b 还是由 b 到 a 则不易看出来，但分析计算此电流电压时，结果出来后，不仅要知道其数值还要知道其实际方向。

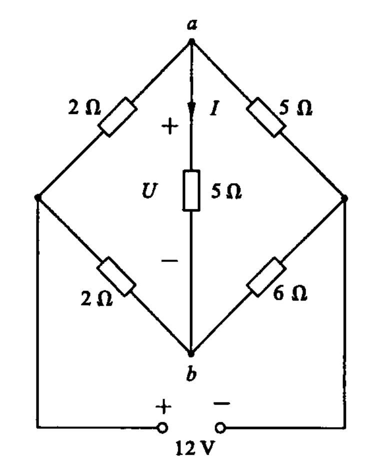


图 1.8 电流电压的参考方向

这样就引出了**参考方向的概念：对于各物理量两种可能的方向，任意选取一个方向作为计算的参考标准，则这个所选的方向称为参考方向。当实际方向与参考方向一致时，该物理量定为正值；相反时定为负值。**

【例 1.1】 在图 1.6(a)部分电路中，I 的方向为参考方向，若 $I=2$ A，则 I 的实际方向如何？在图 1.7(a)部分电路中，U 的方向为参考方向，若 $U=-2$ V，则 U 的实际方向如何？

【解】 由参考方向的概念可知，I 的实际方向由 a 到 b；U 的实际方向由 b 到 a。

1.2.1.4 关于参考方向的说明

(1) 电路中所标注的各物理量的方向都指的是参考方向。

(2) 在计算电压电流时，必须遵循：**先标参考方向，后计算的原则。**

(3) 关联参考方向：元件上电压电流的参考方向选为一致时，称电压电流为关联参考方向。

(4) 欧姆定律的两种表达式：有了参考方向的概念后，欧姆定律就有两种表达式。图1.9(a)中 $U=IR$；图1.9(b)中 $U=-IR$。



图1.9 欧姆定律的两种表达式

1.2.2 功率的计算

从物理学中我们已经知道，一个元件上的电功率等于该元件两端的电压与通过该元件电流的乘积，即

$$P=UI \tag{1.4}$$

如果电压和电流都是时变量时，则瞬时功率写成

$$p=ui \tag{1.5}$$

当电压的单位为伏特(V)、电流的单位为安培(A)时，功率的单位就为瓦特(W)。

在学习本教材时，**一定要注意文字代号的正确书写，时变量用小写，直流量用大写。**

元件上的电功率有发出和吸收两种可能。我们进行电路分析时，元件上电流和电压的方向都是参考方向，其中有关联的参考方向，也有非关联的参考方向。在这种情况下，应该怎样确定是吸收功率还是发出功率呢？可作如下规定：

(1) 当电流、电压取关联的参考方向时(图1.10(a))

$$P=UI$$

或

$$p=ui \tag{1.6}$$

(2) 当电流、电压取非关联参考方向时(图1.10(b))

$$P=-UI$$

或

$$p=-ui \tag{1.7}$$

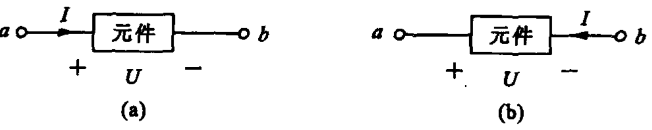


图1.10 欧姆定律的两种表达式

在此规定下，如果计算结果为 $P>0$(或 $p>0$)时，表示元件吸收功率，是负载；反之，当 $P<0$(或 $p<0$)时，表示元件发出功率，是电源。

【例1.2】 各元件电流和电压的参考方向如图1.11所示。已知 $U_1=3$ V，$U_2=5$ V，$U_3=U_4=-2$ V，$I_1=-I_2=-2$ A，$I_3=1$ A，$I_4=3$ A。试求各元件的功率，并指出是吸收功率还是发出功率？是电源还是负载？整个电路的总功率是否满足功率守恒定律？

【解】 根据各元件上电流和电压的参考方向及式(1.6)、式(1.7)，可得各元件的功率为

元件 1：$P_1=U_1I_1=3\times(-2)=-6$ W （发出功率为电源）

元件 2：$P_2=U_2I_2=5\times2=10$ W （吸收功率为负载）

元件 3：$P_3=-U_3I_3=-(-2)\times1=2$ W （吸收功率为负载）

元件 4：$P_4=U_4I_4=(-2)\times3=-6$ W （发出功率为电源）

图 1.11 例 1.2 图

电路的总功率：$P=P_1+P_2+P_3+P_4=0$ （功率守恒）

验证功率是否平衡是验证计算结果正误的有效方法，读者应充分利用。

思考与练习

1.2.1 电压、电流取不同的参考方向将会对其实际方向有影响吗？

1.2.2 在图 1.9(b)中，已知 $R=2\ \Omega$，$I=-2$ A，求电压 U。

1.2.3 在图 1.9(b)中，设 $U=1$ V，则 $U_{ba}=($ $)$

A. +1 V； B. −1 V。

1.2.4 电流参考方向如图 1.12 所示，已知 $i=2\sin100\pi t$ A。求 $t=15$ ms时的电流值，并判断此时电流的实际方向。

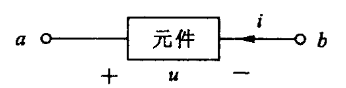


图 1.12 题 1.2.4 图

1.2.5 某白炽灯的电压为 220 V，功率为 100 W，问此时电流是多大？电阻是多大？

1.2.6 在图 1.13 中，方框代表电源或负载。已知 $U=100$ V，$I=-2$ A，问哪些方框是电源，哪些是负载？

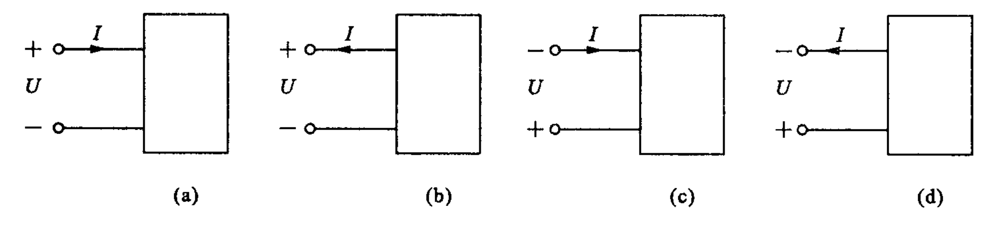


图 1.13 题 1.2.6 图

1.2.7 图 1.14(a)是一电池电路，当 $U=3$ V，$E=5$ V 时，该电池作电源（供电）还是作负载（充电）用？图 1.14(b)也是一电池电路，当 $U=5$ V，$E=3$ V 时，该电池作电源（供电）还是作负载（充电）用？

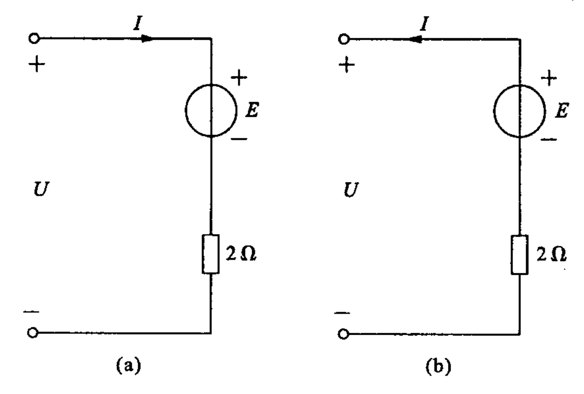


图 1.14 题 1.2.7 图

1.3　基尔霍夫定律

分析与计算电路的基本定律，除了欧姆定律外，还有基尔霍夫定律。基尔霍夫定律是进行电路分析的重要定律，是电路理论的基石。要学好本教材，首先要熟练掌握和运用基尔霍夫定律。

在介绍基尔霍夫定律之前，先介绍电路分析中常用的几个名词术语。

(1) 支路

电路中每一条不分岔的局部路径，称为支路。支路中流过的是同一电流。图 1.15 中共有 6 条支路。

(2) 节点

电路中有三条或三条以上的支路的连接点，称为节点。图 1.15 中 a、b、c 均为节点，共有 3 个节点。

(3) 回路

电路中由一条或多条支路构成的闭合路径，称为回路。图 1.15 中共有 6 个回路(请读者自行找出)。

(4) 网孔

平面电路(平面电路是指电路画在一个平面上没有任何支路的交叉)中不含有支路的回路，称为网孔。图 1.15 中共有 3 个网孔。网孔属于回路，但回路并非都是网孔。

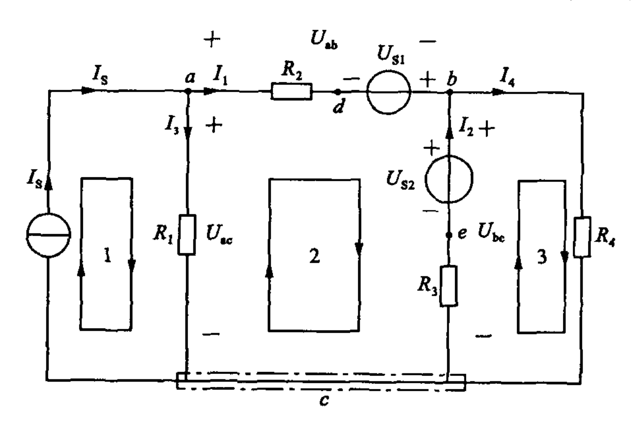


图 1.15　术语解释电路

基尔霍夫定律分为：基尔霍夫电流定律(Kirchhoff's Current Law，简称 KCL)，又称基尔霍夫第一定律，适用于节点，说明电路中各电流之间的约束关系；基尔霍夫电压定律(Kirchhoff's Voltage Law，简称 KVL)，又称基尔霍夫第二定律，适用于回路，说明电路中各部分电压之间的约束关系。基尔霍夫定律是电路中的一个普遍适用的定律，即不管电路是线性的还是非线性的，也不管各支路上接的是什么样的元器件，它都适用。

1.3.1　基尔霍夫电流定律(KCL)

1.3.1.1　基尔霍夫电流定律(KCL)的具体内容

对于电路中的任一节点，在任一瞬时流入节点电流的总和必等于流出该节点电流的总

和,即

$$\sum i_{入} = \sum i_{出} \tag{1.8}$$

或:流入节点的电流的代数和恒等于零,即

$$\sum i = 0 \tag{1.9}$$

基尔霍夫电流定律是电流连续性的表现。

对于图 1.16,应用 KCL 第一句话可得节点 a 方程为

$$I_1 + I_3 = I_2 + I_4$$

注:**在列 KCL 方程时只根据电流的参考方向来判断电流是流入节点还是流出节点,具体计算时则电流是正值代入正值,是负值就代入负值。**

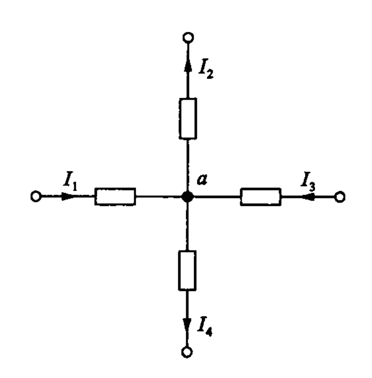


图 1.16 KCL 举例

也可应用 KCL 第二句话列出 $\sum i = 0$ 方程(为解方程组的需要,常列此方程),即

$$I_1 + I_3 - I_2 - I_4 = 0$$

在列 $\sum i = 0$ 方程时,惯用规定是:在参考方向下,流入节点的电流取正号,流出节点的电流取负号;也可相反规定。

【例 1.3】 求图 1.17 中的电流 I。

【解】 先求 I_1、I_2(其参考方向若题中未标出,则计算前要标出参考方向):

$$I_1 = \frac{12}{(6 /\!/ 3) + (6 /\!/ 6)} \times (6 /\!/ 3) \times \frac{1}{6} = 0.8\ \text{A}$$

$$I_2 = \frac{12}{(6 /\!/ 3) + (6 /\!/ 6)} \times (6 /\!/ 6) \times \frac{1}{6} = 1.2\ \text{A}$$

此处我们用符号“//”表示两电阻并联运算。

对节点 a 列 KCL 方程

$$I_1 - I_2 - I = 0$$

$$0.8 - 1.2 - I = 0$$

得 $I = -0.4$ A。

1.3.1.2 基尔霍夫电流定律(KCL)的推广应用

KCL 不仅适用于电路中的节点,还可以推广应用到电路中任意假设的封闭面。

例如,图 1.18 所示的闭合面包围的是一个三角形电路,由 KCL 的推广可得:

$$I_A + I_B + I_C = 0 \quad (读者可自行证明)$$

1.3.2 基尔霍夫电压定律(KVL)

1.3.2.1 基尔霍夫电压定律(KVL)的具体内容

对于电路中的任一回路,从回路中任一点出发,沿规定的方向(顺时针或逆时针)绕行一周,则在任一瞬时,在这个方向上的电位降之和等于电位升之和,即

$$\sum U_{升} = \sum U_{降} \tag{1.10}$$

或:在这个方向上的各部分电压降的代数和恒等于零,即

$$\sum U = 0 \tag{1.11}$$

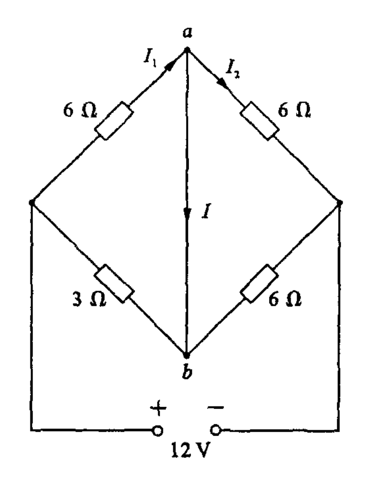


图 1.17　例 1.3 图

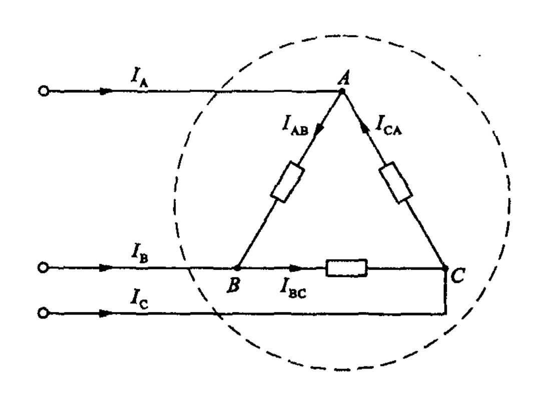


图 1.18　基尔霍夫电流定律的推广应用

基尔霍夫电压定律是电路中任意一点的瞬时电位具有单值性的结果。

对于图 1.19 的电路，选 $cadbc$ 为回路，以顺时针为绕行方向，则 U_2、U_3 为电位降，U_1、U_4 为电位升，应用 KVL 第一句话可得 KVL 方程

$$U_2+U_3=U_1+U_4$$

注：**在列 KVL 方程时只根据电压的参考方向来判断电压是电位升还是电位降，具体计算时则电压是正值代入正值，是负值就代入负值。**

也可应用 KVL 第二句话列出 $\sum U=0$ 方程（为解方程组的需要，常列此方程），即

$$U_2+U_3-U_1-U_4=0$$

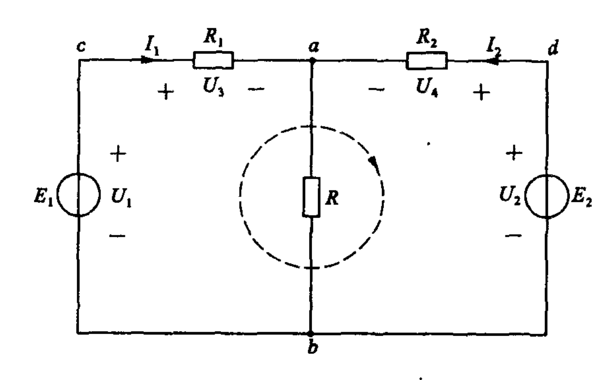


图 1.19　KVL 举例

图 1.20　例 1.4 图

在列 $\sum U=0$ 方程时，惯用规定是：**在参考方向下，电位降取正号，电位升取负号。**也可相反规定。

【例 1.4】　求图 1.20 中的电压 U_S。

【解】　选 $abcda$ 为回路（在应用 KVL 解题时，应选最少的回路，列最少的方程求出待求量），以顺时针为绕行方向，由 KVL 得

$$-U_S+20-16+120=0$$

得

$$U_S=124\ \text{V}$$

1.3.2.2 结合欧姆定律可将 KVL 方程改写成另一更加实用的形式(可求解电流的方程)

在图 1.19 中,若要列出与电流 I_1、I_2 有关的 KVL 方程,则由欧姆定律得:$U_3=I_1R_1$,$U_4=I_2R_2$,将此两式代入 KVL 方程 $U_2+U_3-U_1-U_4=0$,得

$$U_2+I_1R_1-U_1-I_2R_2=0$$

此即为结合欧姆定律的 KVL 方程。在列写时,可直接列出,即规定:**电流的参考方向与绕行方向一致时,欧姆定律表达式取正号,相反时取负号。**

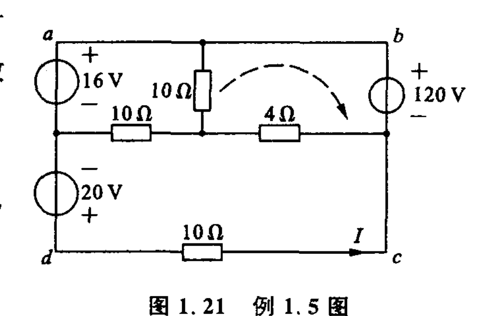


图 1.21 例 1.5 图

【例 1.5】 求图 1.21 中的电流 I。

【解】 选 $abcda$ 为回路,以顺时针为绕行方向,由结合欧姆定律的 KVL 得

$$-10I+20-16+120=0$$

得

$$I=12.4\ \text{A}$$

1.3.2.3 基尔霍夫电压定律(KVL)的推广应用

KVL 不仅适用于闭合回路,还可以推广应用于回路的部分电路(或开口电路)。

以图 1.22 为例,对图 1.22(a)可列出

$$U_{AB}+U_B-U_A=0$$

对图 1.22(b)可列出

$$U+IR-E=0$$

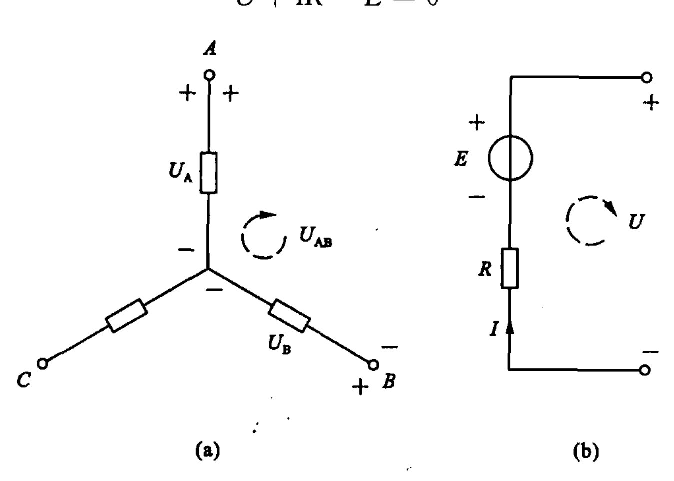


图 1.22 基尔霍夫电压定律的推广应用

【例 1.6】 图 1.23 所示部分电路,各支路的元件是任意的,已知 $U_{AB}=5\ \text{V}$,$U_{BC}=-4\ \text{V}$。求 U_{CA}。

【解】 $ABCA$ 不是闭合回路,由 KVL 的推广得

$$U_{AB}+U_{BC}+U_{CA}=0$$

即

$$5-4+U_{CA}=0$$

得

$$U_{CA}=-1\ \text{V}$$

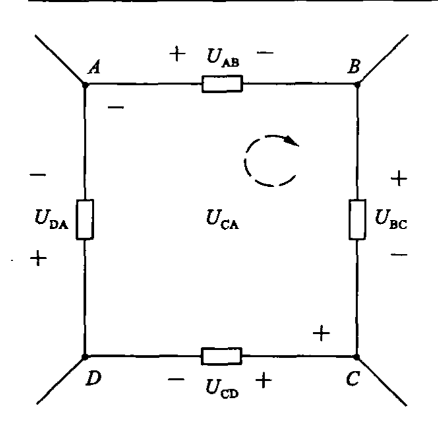


图 1.23　例 1.6 图

应该指出，前面所举的是直流电路的例子，但基尔霍夫定律具有普遍性，它适用于不同元件构成的电路，也适用于任一时变电路。

在列方程时，**必须依据电流、电压的参考方向，按规定取正、负号。**

思考与练习

1.3.1　KCL 和 KVL 与电路元件的性质是否有关？分别适用于什么类型的电路？

1.3.2　求图 1.24 部分电路中的电流 I_1 和 I_2。

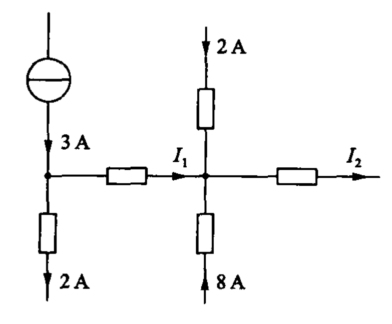


图 1.24　题 1.3.2 图

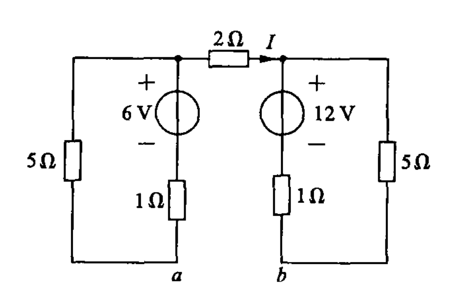


图 1.25　题 1.3.3 图

1.3.3　求图 1.25 中的电流 I 和电压 U_{ab}。

1.3.4　图 1.17 所示的电路中，有多少条支路？多少个节点？多少个回路？多少个网孔？

1.3.5　图 1.26 所示的电路中，至少要列几个 KVL 方程才能求出电压 U_{ab}？并求 U_{ab}。

1.3.6　求图 1.27 所示部分电路中的电流 I。

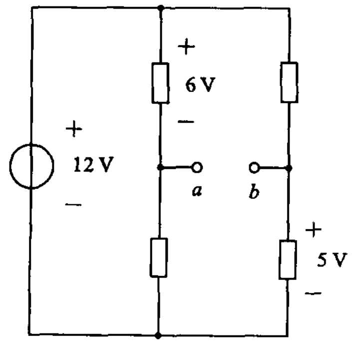


图 1.26　题 1.3.5 图

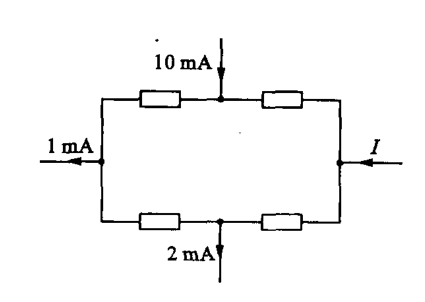


图 1.27　题 1.3.6 图

1.4 电路的基本元件及其特性

从下一章开始，要介绍几种电路的分析和计算方法. 在进行电路的分析和计算之前，有必要掌握电路基本元件的物理性质。电路的基本元件是构成电路的基本元素。电路中普遍存在着电能的消耗、磁场能的储存和电场能的储存这三种基本的能量转换过程。表征这三种物理性质的电路参数分别是电阻、电感和电容。只含一个电路参数的元件分别称为理想电阻元件、理想电感元件和理想电容元件，通常简称电阻元件、电感元件和电容元件。电阻 R、电感 L 和电容 C 是三种具有不同物理性质的电路元件，也称电路结构的基本模型。

元件的基本物理性质是指当把它们接入电路时，在元件内部将进行什么样的能量转换过程以及表现在元件外部的特征。从电路分析的角度看，我们最感兴趣的是元件的外部特性，而其中最主要的就是元件端钮上的电流、电压关系，即伏安关系。在分析电路时，R、L、C 又居于参数地位，所以又称为电路的参数。

1.4.1 电阻元件

电阻是电路中阻止电流流动和表示能量损耗大小的参数。电阻元件是用来模拟电能损耗或电能转换为热能等其他形式能量的理想元件。电阻元件习惯上简称为电阻。电阻有线性电阻(这里只讨论线性电阻)和非线性电阻之分。

所谓**线性电阻**，是指电阻元件的阻值 R 是个常数，加在该电阻元件两端的电压 u 和通过该元件中的电流 i 之间成正比关系，即

$$u = Ri \tag{1.12}$$

如果在直角坐标系中纵坐标以伏特(V)为单位表示电压，横坐标以安培(A)为单位表示电流，则电阻上的电压和通过它的电流之间的伏安特性曲线如图 1.28(b)所示，这是一条通过坐标原点的直线，线性电阻的名称即由此而来。图 1.28(c)还画出了一种非线性电阻的伏安特性(其曲线可以是通过坐标原点或不通过坐标原点的曲线，也可以是不通过坐标原点的直线，后面将要介绍的二极管就是一个典型的非线性电阻元件)。

公式(1.12)可改写成

$$R = \frac{u}{i} \tag{1.13}$$

就是说，线性电阻两端的电压与电流的比值是常数，这就是**欧姆定律**。从式(1.12)或式(1.13)中都可看出，电阻具有阻碍电流的作用。

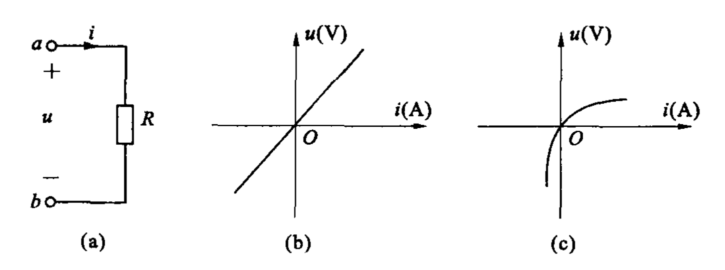


图 1.28 电阻元件及其伏安特性曲线

式(1.12)还可改写为

$$i = Gu \tag{1.14}$$

其中 $G=1/R$，称为电导，基本单位为西门子(S)。

由电功率的定义及欧姆定律，电阻元件任一时刻的功率(称瞬时功率)为

$$p = ui = Ri^2 = Gu^2 \geqslant 0$$

说明电阻元件始终在吸收功率，为**耗能元件**。

故线性电阻元件的物理性质为：

(1) 元件上任一时刻电压与电流成正比，即 $u=Ri$；

(2) 为一耗能元件。

应该注意到，实际电阻器在规定的工作电压、电流和功率范围内才能正常工作。因此，实际电阻器上不仅要注明电阻的标称值，还要注明额定功率值。图 1.29 给出了几种电阻器的实物图片。

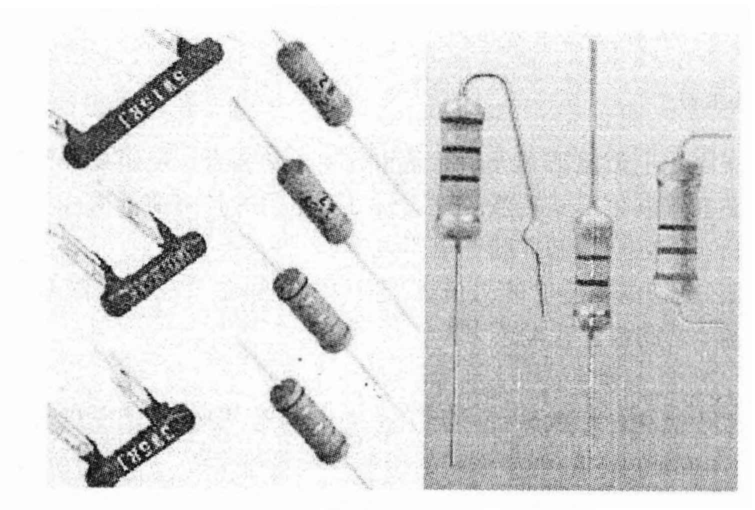


图 1.29　实际电阻器

1.4.2　电感元件

线圈是典型的实际电感元件，如图 1.30 所示为其实物图片。

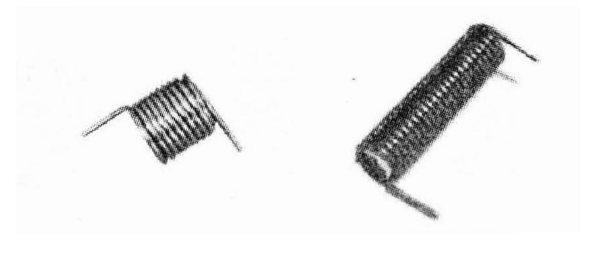


图 1.30　实际电感线圈

当忽略线圈导线中的电阻时，它就成为一个理想的电感元件。当有电流 i 通过线圈时，线圈中就会建立磁场。设磁通为 Φ，线圈匝数为 N，则与线圈相交链的磁链 Ψ(即总磁通)为

$$\Psi = N\Phi \tag{1.15}$$

磁通 Φ 与电流 i 之间的参考方向关系由右手螺旋定则确定，如图 1.31 所示。在图中还标出了端电压 u 与感应电动势 e 的参考方向，其中 u 与 i 为关联的参考方向。当电流 i 的参

考方向确定后，磁链 Ψ（或磁通 Φ）的参考方向也就确定了。e 的参考方向是根据 Ψ（或磁通 Φ）的参考方向确定的，e 和 i 的参考方向之间**规定要符合右手螺旋定则**（即在此规定下 e 和 i 的参考方向是一致的）。

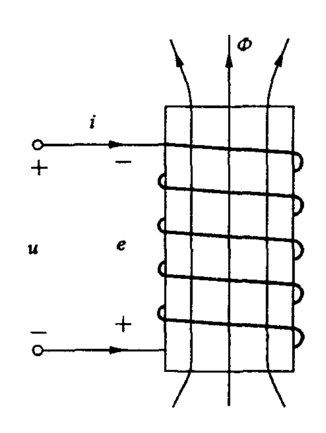


图 1.31　电感线圈

电感线圈中的电流与磁链之间的关系用韦安直角坐标系中的曲线表示，简称为韦安特性。电感 L 定义为

$$L = \frac{\Psi}{i} \tag{1.16}$$

L 又称自感系数或电感系数。当 Ψ 的单位是韦伯（Wb），电流的单位是安培（A）时，电感 L 的单位是亨利（H）。

图 1.32 画出理想电感元件的图形符号和它的韦安特性曲线，图 1.32(b)的韦安特性是一条过原点的直线，具有这种特性的电感元件称为**线性电感元件**，其电感值 L 是个常数，与电感中电流大小无关，空心线圈是一种实际的线性电感元件。图 1.32(c)所示韦安特性曲线不是过原点的直线，电感 L 随电流 i 的大小而变化，称之为非线性电感元件。带有铁芯的线圈就是一种常见的非线性电感元件。本书主要讨论线性电感，当不加说明时，“电感”一词指的就是线性电感。

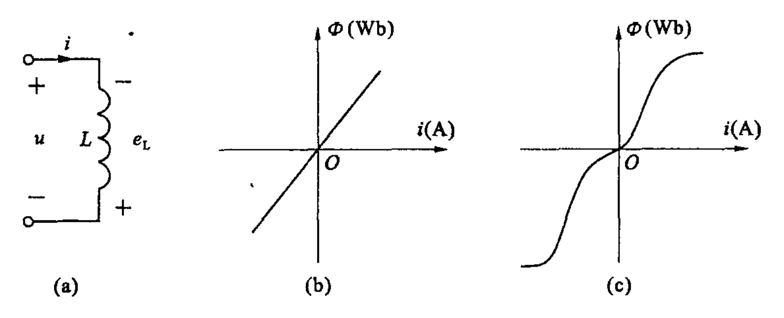


图 1.32　电感元件及其韦安特性曲线

当电感 L 中的电流 i 发生变化时，由它建立的磁链 Ψ 也随之变化。根据电磁感应定律，磁链随时间变化就要在电感线圈中引起感应的电动势 e，而且 e 总是起着阻碍电流 i 变化的作用的。按照图 1.32(a)所规定的 u、i 和 e 的参考方向，电磁感应定律的公式为

$$e = -\frac{\mathrm{d}\Psi}{\mathrm{d}t} \tag{1.17}$$

这样，当电流 i 减小时，磁链 Ψ 也减小，Ψ 的变化速率 $\mathrm{d}\Psi/\mathrm{d}t$ 为负，e 为正，表示感应电动势 e 的方向与电流 i 的方向一致，有阻碍电流减小的作用；当电流 i 增大时，磁链 Ψ 也增大，Ψ 的变化速率 $\mathrm{d}\Psi/\mathrm{d}t$ 为正，e 为负，表示 e 与 i 的方向相反，有阻碍电流增大的作用。

在电路分析中，我们更关心的是元件的伏安关系，即元件两端的电压 u 与通过它的电流 i 的关系。对于电感元件来说，按照图 1.32(a)参考方向的规定，可以发现，当 u 为正时（线圈两端上正、下负），e 恰好为负；反之，当 e 为正时（线圈两端下正、上负），u 恰好为负，故有

$$u = -e$$

由 $u=-e$，并考虑式(1.16)及式(1.17)即可导出电感元件的伏安关系式

$$u = -e = -\left(-\frac{\mathrm{d}\Psi}{\mathrm{d}t}\right) = \frac{\mathrm{d}\Psi}{\mathrm{d}t} = \frac{\mathrm{d}(Li)}{\mathrm{d}t} = L\frac{\mathrm{d}i}{\mathrm{d}t}$$

即

$$u = L\frac{\mathrm{d}i}{\mathrm{d}t} \tag{1.18}$$

式(1.18)说明**线性电感元件两端的电压 u 与流过它的电流 i 的变化速率 $\mathrm{d}i/\mathrm{d}t$ 成正比例。**这个比例系数就是电感 L。

式(1.18)的意义在于:只有当电流有变化时,电感两端才有电压,因此说**电感是一种动态元件。**当把电感 L 接到直流电路中时,因为 $\mathrm{d}i/\mathrm{d}t=0$,所以不管通过的电流有多大,电感 L 两端的电压一定是零,即 $u=0$。可见,电感对直流电流没有阻力,电感元件对直流电流可视为短路。

在时变电路中,电流 i 随时间变化,因而 $u=L\frac{\mathrm{d}i}{\mathrm{d}t}\neq 0$。这就是说,欲使交流电流通过电感 L,必须在 L 两端加上电压,电感 L 对交流电流 i 具有一定的阻力,有限制交流电流的作用。

由式(1.18)又可得出

$$\begin{aligned} i(t) &= \frac{1}{L}\int_{-\infty}^{t} u(\tau)\mathrm{d}(\tau) = \frac{1}{L}\int_{-\infty}^{0} u(\tau)\mathrm{d}(\tau) + \frac{1}{L}\int_{0}^{t} u(\tau)\mathrm{d}(\tau) \\ &= i(0) + \frac{1}{L}\int_{0}^{t} u(\tau)\mathrm{d}(\tau) \end{aligned} \tag{1.19}$$

即电感上的电流正比于电压的积分。t 时刻的电流值不仅与当时的电压值有关,而且与该时刻以前的所有电压值有关,这说明**电感有记忆功能。**

在电感电流与电压参考方向关联时,电感的瞬时功率为

$$p = ui = Li\frac{\mathrm{d}i}{\mathrm{d}t} \tag{1.20}$$

电流 i 为时变电流(有增加和减少之时),设 $i>0$:当 $i\uparrow$ 时,$\mathrm{d}i/\mathrm{d}t>0$,则 $p>0$,电感吸收电功率,为负载,是否会消耗掉,还要进一步分析;当 $i\downarrow$ 时,$\mathrm{d}i/\mathrm{d}t<0$,则 $p<0$,电感发出电功率,为电源。因电感元件本身不能产生电能,如在 $i\uparrow$ 时把吸收的电功率消耗掉,则在 $i\downarrow$ 时不可能发出电功率,由此说明电感不消耗电功率,为储能元件,储存的是磁场能。**电感与电源之间为互换能量的关系,在 t 时刻储存的磁场能为**

$$W_{\mathrm{L}} = \int_{0}^{t} ui\,\mathrm{d}t = \int_{0}^{t} L\frac{\mathrm{d}i}{\mathrm{d}t}i\,\mathrm{d}t = \int_{0}^{i} Li\,\mathrm{d}i = \frac{1}{2}Li^2 \tag{1.21}$$

故线性电感元件的物理性质为

(1) 元件上任一时刻电压与电流的变化率成正比,$u=L\frac{\mathrm{d}i}{\mathrm{d}t}$;

(2) 为一储能元件。

【例 1.7】 已知电感 $L=3$ H,当通过的电流 $i=2(1-\mathrm{e}^{-0.5t})$ A 时,求电感两端的电压 u,并画出 i、u 的波形图。

【解】 由 $u=L\frac{\mathrm{d}i}{\mathrm{d}t}$,代入电流得

$$u = 3\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}2(1-\mathrm{e}^{-0.5t}) = 3\mathrm{e}^{-0.5t}\ \mathrm{V}$$

i、u 的波形如图 1.33 所示。

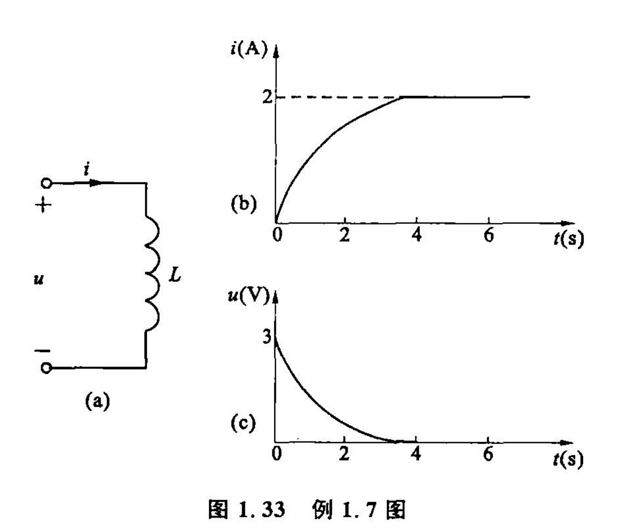


图 1.33 例 1.7 图

1.4.3 电容元件

在电力系统和电子装置中常用的电容器就是典型的电容元件。电容器是由两片平行导体极板，其间填充绝缘介质而构成的存储电场能量的器件。实际电容器制作的材料和结构不尽相同，通常有云母电容器、陶瓷电容器、钽质电容器、聚碳酸酯电容器等。图 1.34 所示为两种电容器的实物图片。

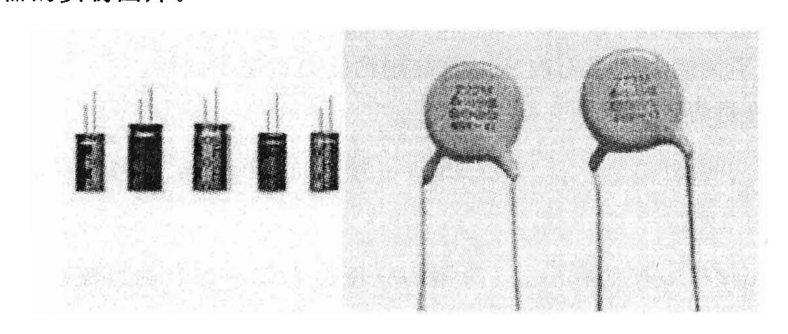


图 1.34 实际电容器

电容元件的图形符号及电流、电压的参考方向如图 1.35(b)所示。在电容器两端，即两极板之间加上电压 u，电容器即被充电并建立电场。设极板上所带的电荷为 q，则电容的定义为

$$C=\frac{q}{u} \tag{1.22}$$

电容也分为线性电容与非线性电容两类，线性电容的电容量 C 是个常数，不随电压变化；非线性电容的电容量 C 则是一个随电压变化而变化的量。本书只讨论线性电容(图 1.35(c)为其库伏特性曲线)。

当电荷 q 的单位是库仑，电压 u 的单位为伏特时，电容量 C 的单位是法拉(F)。因为实际电容器的电容量都很小，所以电容 C 的单位通常用微法(μF)或皮法(pF)表示

$$1\ \mu\text{F}=10^{-6}\ \text{F},\quad 1\ \text{pF}=10^{-12}\ \text{F}$$

当加在电容器上的电压 u 增加时，极板上的电荷 q 也增加，电容器充电；而 u 减小时，极板上的 q 也减少，电容器放电。根据电流的定义

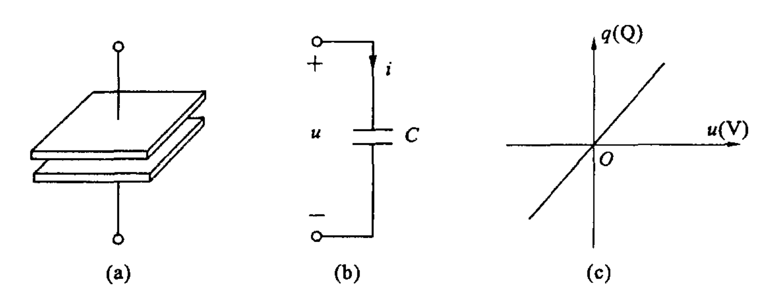


图 1.35 电容器及其库伏特性曲线

$$i = \frac{dq}{dt} \tag{1.23}$$

将式(1.22)代入式(1.23)，得出电容两端电流、电压的关系式为

$$i = C\frac{du}{dt} \tag{1.24}$$

式(1.24)说明，**电容电流是与它两端电压的变化率成正比的，只有电压变化时导线中才会有电流 i 流过。因此电容也是一种动态元件。**

在直流稳态电路中，电压 u 为恒定值，$du/dt=0$，因此始终没有电流，即 $i=0$。由此可见，电容 C 具有隔直流的作用。

当电容两端加上一个随时间变化的电压时，$du/dt\neq 0$，则有一定大小的电流流过，也就是说，时变电流可以通过电容器。但同样大小的电压变化率，电容量 C 不同时，电流的大小也不一样。可见，不同的电容量对时变电流的制约能力也是不同的。

由式(1.24)又可得出

$$u(t) = \frac{1}{C}\int_{-\infty}^{t} i(\tau)d(\tau) = \frac{1}{C}\int_{-\infty}^{0} i(\tau)d(\tau) + \frac{1}{C}\int_{0}^{t} i(\tau)d(\tau) = u(0) + \frac{1}{C}\int_{0}^{t} i(\tau)d(\tau) \tag{1.25}$$

即电容上的电压正比于电流的积分。t 时刻的电压值不仅与当时的电流值有关，而且与该时刻以前的所有电流值有关，这说明**电容也有记忆功能。**

在电容电流与电压参考方向关联时，电容的瞬时功率为

$$p = ui = Cu\frac{du}{dt} \tag{1.26}$$

电压 u 为时变电压(有增加和减少之时)，设 $u>0$：当 $u\uparrow$ 时，$du/dt>0$，则 $p>0$，电容吸收电功率，为负载，是否会消耗掉，还要进一步分析；当 $u\downarrow$ 时，$du/dt<0$，则 $p<0$，电容发出电功率，为电源。因电容元件本身不能产生电能，如在 $u\uparrow$ 时把吸收的电功率消耗掉，则在 $u\downarrow$ 时不可能发出电功率，由此说明电容不消耗电功率，为储能元件，储存的是电场能。电容与电源之间为互换能量的关系，在 t 时刻储存的电场能为

$$W_C = \int_0^t ui\,dt = \int_0^t C\frac{du}{dt}u\,dt = \int_0^u Cu\,du = \frac{1}{2}Cu^2 \tag{1.27}$$

故线性电容元件的物理性质为：

(1) 元件上任一时刻电流与电压的变化率成正比 $i=C\dfrac{du}{dt}$；

(2) 为一储能元件。

思考与练习

1.4.1　1 个 40 kΩ、1 W 的电阻器，使用时最高能加多少伏电压？能允许通过多大的电流？

1.4.2　电容中的电流或电感上的电压为零时，是否其储能也为零？

1.4.3　为什么说电感、电容都是动态元件？

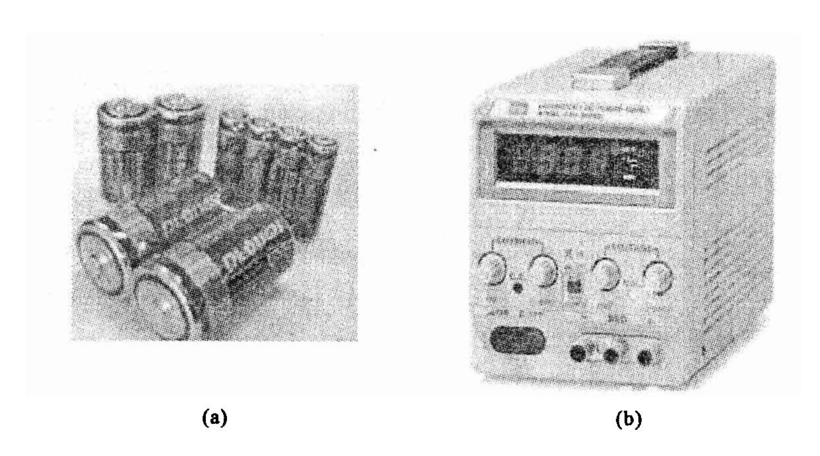
1.4.4　把一个矩形波电压突然加在电容上，电流理论值应是多大？

1.4.5　电容(或电感)两端的电压和通过它的电流瞬时值之间是否成比例？应该是什么关系？

1.4.6　设某电容的电流和电压参考方向关联，已知 $C=0.05$ F 和 $u_C=10\sin 314t$ V。试求电容中的电流 i_C，并画出电压与电流的波形图。

1.5　电压源和电流源及其等效变换

电源是任何电路中都不可缺少的重要组成部分，它是电路中电能的来源。实际使用的电源种类繁多，图 1.36 给出了两种实际电源的图片：图(a)为干电池，图(b)为实验室中用的稳压电源。还有其他种类的电源，如机动车上用的蓄电池和人造卫星上用的太阳能电池，以及工程上使用的直流发电机、交流发电机等。虽然实际电源结构各异但是它们有共性。我们在进行电路分析时，就有必要找出它们的共性，并且用相应的电路模型去表示。一个实际的电源，可以用两种不同的电路模型去表示。一种是用电压的形式，称为电压源；一种是用电流的形式，称为电流源。既然这两种不同的表示形式可以用来表示同一个电源，那么这两种表示形式之间就存在着等效变换的关系。



(a)　　　　(b)

图 1.36　实际电源

(a) 干电池；(b) 稳压电源

1.5.1　实际电压源与理想电压源

1.5.1.1　实际电压源(简称电压源)

任何一个电源，都具有电动势 E 和内电阻 R_0，这就是所有电源的共性。在进行电路分析时，为了直观和方便，往往用电动势 E 和内阻 R_0 串联的电路模型去表示，此即实际电压源(简称电压源)，如图 1.37 中虚线方框内所示。图中 U 为电源的端电压，当接上负载电阻 R_L 形成回路后，电路中将有电流 I 流过，则电源的端电压为

$$U = E - IR_0 \tag{1.28}$$

式中 E 和 R_0 是常数，U 和 I 的关系称为电压源的外特性，可以作出此曲线示于图 1.38 中。

当 $I=0$（即电压源开路）时，$U=U_0=E$（开路电压 U_0 等于电源的电动势 E）；

当 $U=0$（即电压源短路）时，$I=I_S=\dfrac{E}{R_0}$（I_S 称为短路电流）。

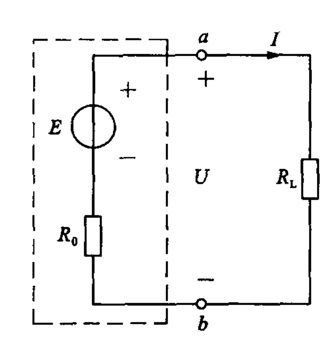


图 1.37　实际电压源模型

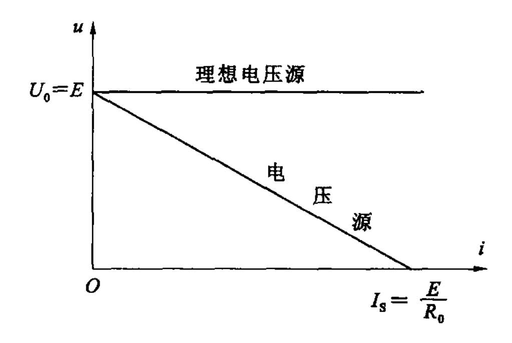


图 1.38　实际电压源和理想电压源的外特性曲线

由电压源的外特性曲线可以看出，其端电压 U 将随负载电流的增大而下降，下降的快慢由内阻 R_0 决定。R_0 越大，U 下降得越快，表明带负载的能力差；R_0 越小，U 下降得越慢，曲线越平缓，表明带负载的能力强。

故电压源的特点为：**输出的电流及端电压都随负载电阻的变化而变化。**

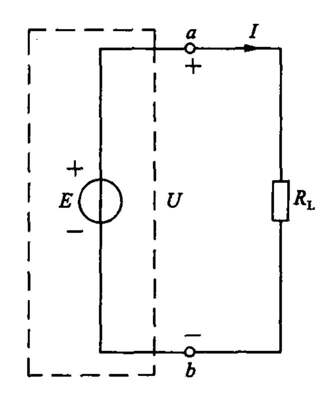


图 1.39　理想电压源模型

1.5.1.2　理想电压源

当电压源的内阻 $R_0=0$ 时，电源的端电压 U 将恒等于电动势 E（U 又称为理想电压源的源电压，常用 U_S 表示），外特性将是一条与横轴平行的直线（如图 1.38 所示）。这样的电压源称为理想电压源或恒压源。理想电压源如图 1.39 虚线方框内所示。

理想电压源有如下特点：

① 端电压恒定不变，与负载电阻的大小无关，即 $U=E$；

② 输出的电流 I 是任意的，由负载电阻 R_L 与电动势 E 决定，即 $I=\dfrac{E}{R_L}$。

理想电压源实际上是不存在的。但是在电源内阻 R_0 远小于负载电阻 R_L，即 $R_0 \ll R_L$ 时，内阻上的压降 IR_0 将远小于 U，则可认为 $U \approx E$ 基本恒定，这时可将此电压源看成是理想电压源。实验室中的直流稳压电源就属于这种类型。

1.5.2　实际电流源与理想电流源

1.5.2.1　实际电流源（简称电流源）

将电压源端电压的表达式（1.28）两边同除以 R_0 后即得

$$\frac{U}{R_0} = \frac{E}{R_0} - I = I_S - I$$

$$I_S = \frac{U}{R_0} + I \tag{1.29}$$

这样，就可以用一个电流 $I_S=\frac{E}{R_0}$ 与内阻 R_0 并联的电路模型去表示一个电源，此即实际电流源（简称电流源）。如图 1.40 中虚线方框内所示。图中 U 为电流源的端电压，若接上负载电阻 R_L 构成回路后，其中将有电流 I 流过。

式(1.29)中 I_S 和 R_0 均为常数，U 和 I 的关系称为电流源的外特性，可以作出此外特性曲线示于图 1.41 中。

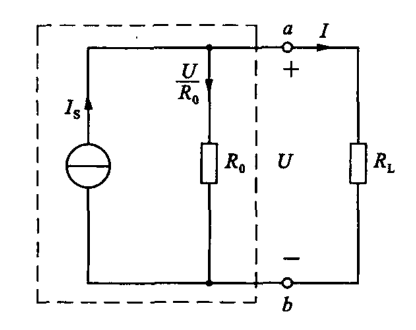


图 1.40 实际电流源模型

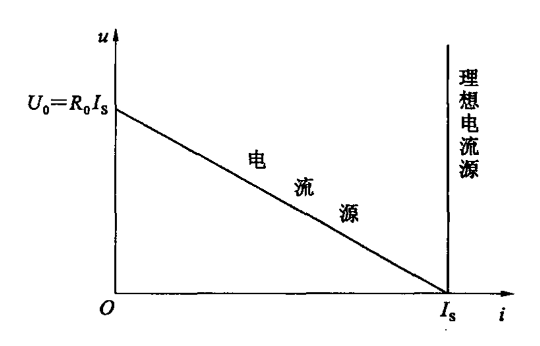


图 1.41 实际电流源和理想电流源的外特性曲线

当 $I=0$（即电流源开路）时，$U=U_0=I_SR_0$；

当 $U=0$（即电流源短路）时，$I=I_S$。

这条外特性曲线的倾斜程度也是由内阻 R_0 决定的。R_0 越小，曲线越平缓；R_0 越大，曲线越陡，R_0 支路对 I_S 的分流作用就越小。

故电流源的特点为：**输出的电流及端电压都随负载电阻的变化而变化。**

1.5.2.2 理想电流源

当 $R_0=\infty$（相当于 R_0 支路断开）时，流过负载的电流将恒等于电流 I_S（I_S 又称为理想电流源的源电流），外特性将是一条与纵轴平行的直线。这样的电流源称为理想电流源或恒流源。理想电流源如图 1.42 中虚线方框内所示。

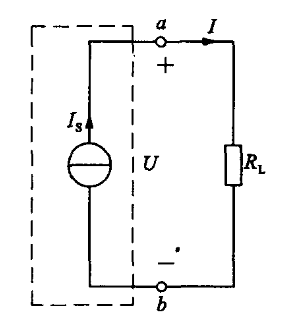


图 1.42 理想电流源模型

理想电流源有如下特点：

① **输出的电流恒定不变，与负载电阻的大小无关，即 $I=I_S$；**

② **端电压 U 是任意的，由负载电阻 R_L 及电流 I_S 决定，即 $U=I_SR_L$。**

同样，理想电流源实际上也是不存在的。但是在电源内阻 R_0 远大于负载电阻 R_L，即 $R_0\gg R_L$ 时，R_0 支路的分流作用很小，则可认为 $I\approx I_S$ 基本恒定。这时可将此电流源看成是理想电流源。实验室中的直流稳流电源就属于这种类型。

1.5.3 实际电压源与电流源的等效变换

既然一个电源可用电压源这种电路模型去表示，也可用电流源这种电路模型去表示，且电压源与电流源的外特性是相同的。因此，电源的这两种电路模型之间是相互等效的，可以进行等效变换。利用这种等效变换，在进行复杂电路的分析和计算时，往往会带来很大的方便。

(1) 等效变换的原则：两电源模型接相同的负载产生相同的结果（负载上的电压、电流一样，即负载上的功率保持不变）。

(2) 等效变换的条件：

由图 1.43(a)得

$$I = \frac{U_S}{R_{ou}} - \frac{U}{R_{ou}} \qquad ①$$

由图 1.43(b)得



$$I = I_S - \frac{U}{R_{oi}} \qquad ②$$

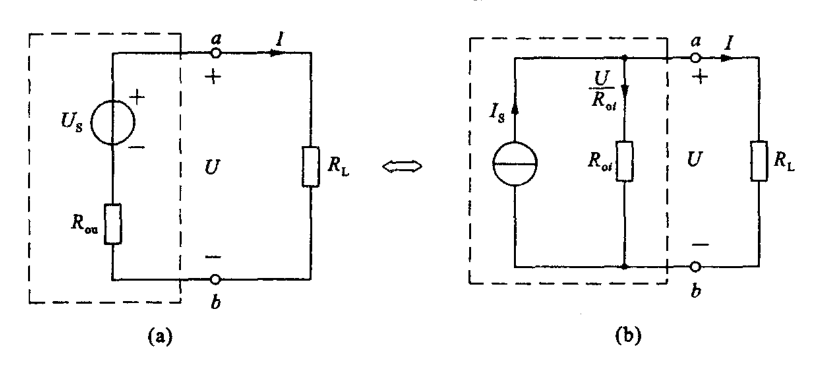


图 1.43　电压源与电流源的等效变换

在满足等效变换的原则前提下，方程①与②完全一样，因此由电压源（又称串联组合）等效变换为电流源（又称并联组合）的条件（求 I_S、R_{oi}及确定 I_S 的参考方向）为

$$I_S = \frac{U_S}{R_{ou}} \tag{1.30}$$

$$R_{oi} = R_{ou} \tag{1.31}$$

I_S 的参考方向与 U_S 电位升高的方向一致。

由电流源（又称并联组合）等效变换为电压源（又称串联组合）的条件（求 U_S、R_{ou}及确定 U_S 的参考方向）为

$$U_S = R_{oi} I_S \tag{1.32}$$

$$R_{ou} = R_{oi} \tag{1.33}$$

U_S 电位升高的方向与 I_S 的参考方向一致。

但是，**电压源和电流源的等效关系只是对电源外部而言的，在电源内部，则是不等效的。** 例如图 1.43(a)中，当电压源开路（a、b 端不接负载）时，电源内部无损耗，R_{ou}无电流流过；而当电压源短路（即 a、b 端短接）时，电源内部有损耗，R_{ou}有电流流过。而将其等效变换为图 1.43(b)所示的电流源之后，情况就不同了。当电流源开路时，R_{oi}有电流流过，电源内部有损耗；而当电流源短路时，R_{oi}中无电流流过，在电源内部无损耗。

理想电压源与理想电流源之间不存在等效变换的关系。 这是因为：理想电压源的内阻 $R_{ou}=0$，则使 $I_S=\frac{U_S}{R_{ou}}=\infty$；理想电流源的内阻 $R_{oi}=\infty$，则使 $U_S=I_S R_{oi}=\infty$。找不到对应的等效电源。

【例 1.8】 试将图 1.44 中的电压源变为电流源，电流源变为电压源。

【解】 由等效变换的条件得各电源对应的等效电源（注意参考方向的正确标注，见图

1.45)为

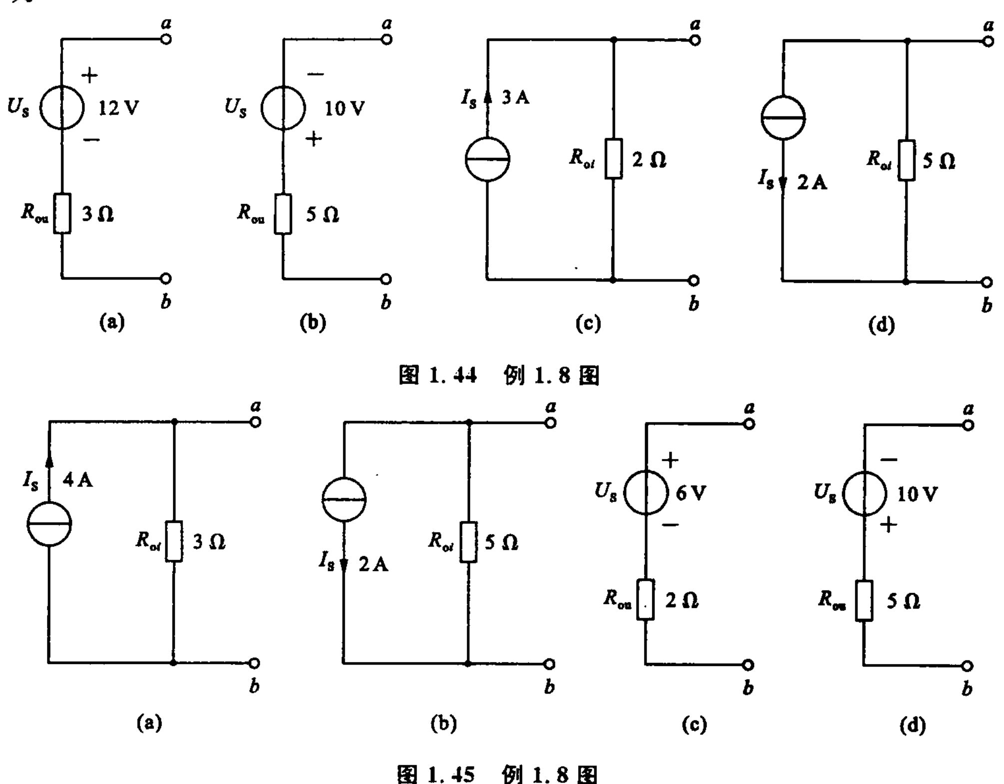


图 1.44 例 1.8 图

图 1.45 例 1.8 图

【例 1.9】 试用电源的等效变换法求 a、b 两端(虚线框中电路)等效电压源模型及其参数,并求 2Ω 电阻上的电流 I(图 1.46)。

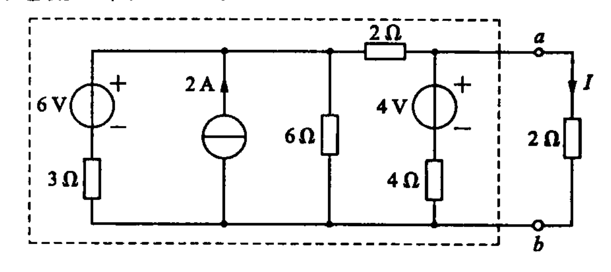


图 1.46 例 1.9 图

【解】 将虚线框中电路等效为电压源模型的变换次序依次为图(a)~(f)。

由图 1.47(f)得等效电压源模型的参数为

$$U_S = 6\ \mathrm{V}$$

$$R_o = 2\ \Omega$$

再在 a、b 两端接上 2 Ω 电阻(图 1.48),求出电流

$$I = \frac{6}{4} = 1.5\ \mathrm{A}$$

【例 1.10】 电路如图 1.49 所示,$U_1 = 20\ \mathrm{V}$,$I_S = 4\ \mathrm{A}$,$R_1 = 2\ \Omega$,$R_2 = 4\ \Omega$,$R_3 = 10\ \Omega$,$R = 2\ \Omega$。(1) 求电阻 R 中的电流 I;(2) 计算理想电压源 U_1 中的电流 I_{U_1} 和功率 P_{U_1} 及理想电流源两端的电压 U_{I_S} 和功率 P_{I_S}。

【解】 (1) 图 1.49 中,对电阻 R 来说,可将 a、b 两端左边的电路看作是电源的内部电

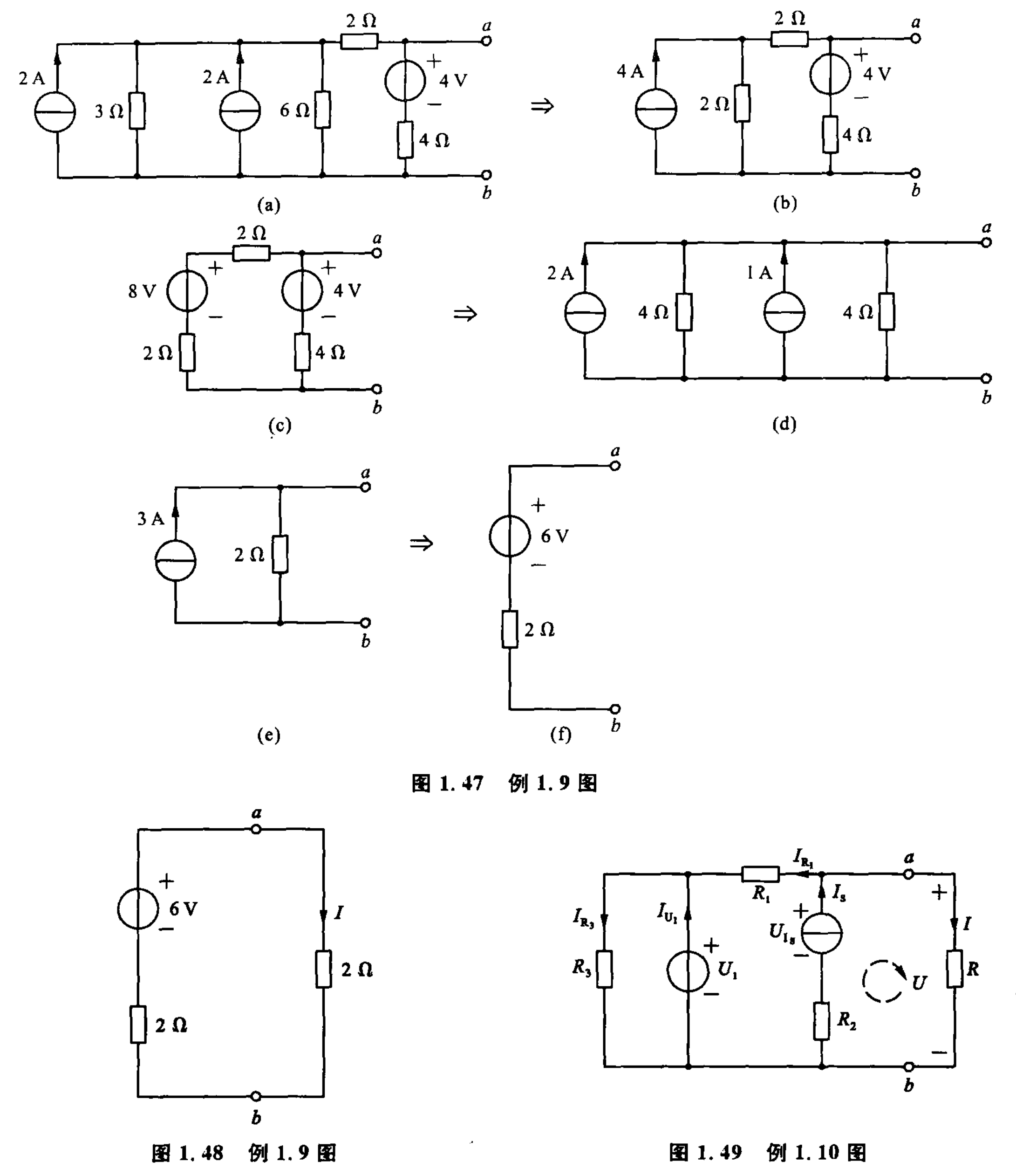


图 1.47　例 1.9 图

图 1.48　例 1.9 图　　　　图 1.49　例 1.10 图

路，而把 R 看成负载。可将与理想电压源 U_1 并联的电阻 R_3 除去（断开），并不影响该并联电路两端的电压 U_1；也可将与理想电流源串联的电阻 R_2 除去（短接），并不影响该支路中的电流 I_S。这样简化后得出图 1.50(a)的电路，而后利用电源的等效变换法得出图 1.50(b)的电路。

由此可得

$$I_1 = \frac{U_1}{R_1} = \frac{20}{2} = 10 \text{ A}$$

$$I = \frac{(I_1 + I_S)R_1}{R_1 + R} = \frac{(10+4)\times 2}{2+2} = 7 \text{ A}$$

(2) 应注意，求理想电压源 U_1 中的电流 I_{U_1} 和理想电流源两端的电压 U_{I_S} 以及电源的功

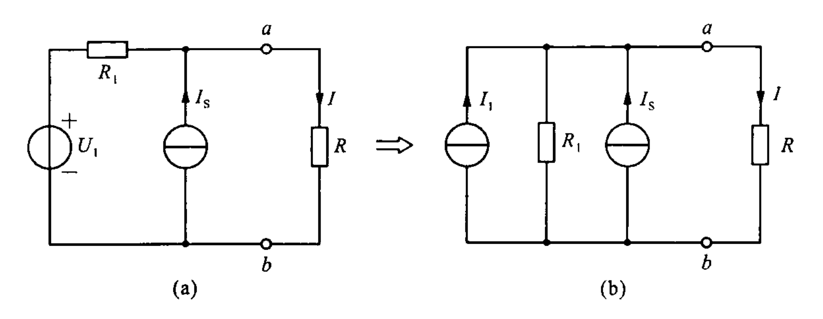


图 1.50 例 1.10 图

率时，相应的电阻 R_3 和 R_2 应保留。在图 1.49 中

$$I_{R_1} = I_S - I = 4 - 7 = -3 \text{ A}$$

$$I_{R_3} = \frac{U_1}{R_3} = \frac{20}{10} = 2 \text{ A}$$

由 KCL 得

$$I_{U_1} = I_{R_3} - I_{R_1} = [2 - (-3)] = 5 \text{ A}$$

对图 1.49 中右边的网孔，由 KVL 得

$$U_{I_S} = RI + R_2 I_S = 2 \times 7 + 4 \times 4 = 30 \text{ V}$$

理想电源功率为

$$P_{U_1} = -U_1 I_{U_1} = -20 \times 5 = -100 \text{ W(发出功率)}$$

$$P_{I_S} = -U_{I_S} I_S = -30 \times 4 = -120 \text{ W(发出功率)}$$

思考与练习

1.5.1 电源等效变换时，源电压的参考方向与源电流的参考方向有何对应关系？

1.5.2 试将图 1.51(a)电路等效为电压源模型，图 1.51(b)电路等效为电流源模型。

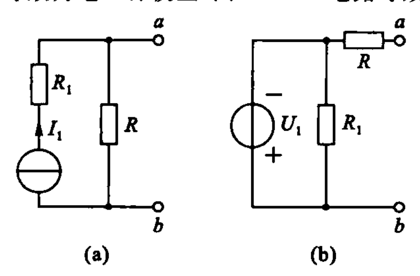


图 1.51 题 1.5.2 图

1.5.3 理想电压源与理想电流源之间能够等效变换吗？

1.5.4 一个实际电压源的开路电压为 U_S，内阻为 R_S，能够用它的等效电流源模型求它的内阻功率损耗吗？试举例说明。

1.5.5 电路如图 1.52 所示，下列说法是否正确：(1) 当 R 增加时，I_1 增加；(2) 当 R 增加时，I_2 减少；(3) 当 R 增加时，I_3 不变。

1.5.6 电路如图 1.53 所示，下列说法是否正确：(1) 当 R 增加时，U_1 增加；(2) 当 R 增加时，U_2 增加；(3) 当 R 增加时，U_3 不变。

1.5.7 电路如图 1.52 所示，试求 $R=5\ \Omega$ 时，两理想电压源的功率。

1.5.8 电路如图 1.53 所示，试求 $R=2\ \Omega$ 时，两理想电流源的功率。

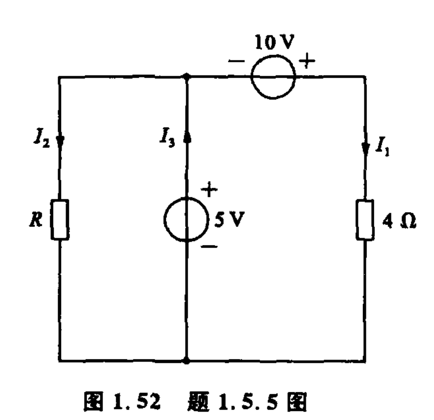


图 1.52　题 1.5.5 图

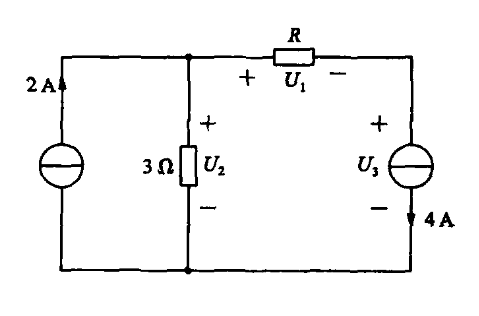


图 1.53　题 1.5.6 图

1.6 受 控 源

1.5 节介绍的电源其源电压和源电流不受外电路的影响而独立存在，故又称为**独立电源**。在电子电路中还将会遇到另一种类型的电源：其源电压和源电流受电路中另外一处的电压或电流所控制，不能独立存在，这种电源称为**受控电源**，简称受控源。当控制的电压或电流消失或等于零时，受控源的源电压或源电流也将等于零。可用受控源来建立电子器件的模型，如晶体三极管等。受控源与独立电源不同，它不能给电路提供能量，而是用来描述电路中不同之处电压与电流之间的关系，即同一电路中某处的电压或电流受另一处的电压或电流的控制。本书讨论的是控制量与被控制量为线性关系的受控源，称**线性受控源**。

根据控制量与被控制量是电压还是电流，受控源模型可分为四种：电压控制的电压源（VCVS），电压控制的电流源（VCCS），电流控制的电压源（CCVS），电流控制的电流源（CCCS）。四种理想受控源（不考虑其内阻）的模型如图 1.54 所示。为了与独立电源相互区别，受控源的图形符号用菱形表示。

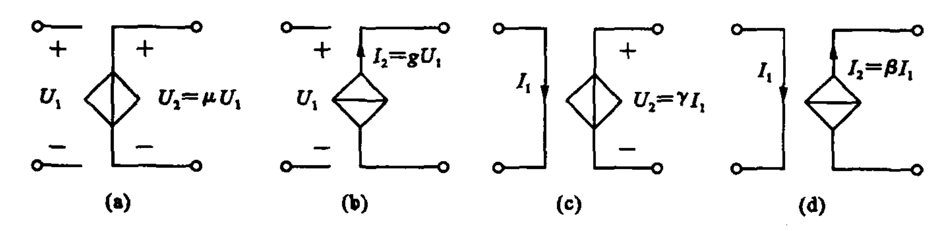


图 1.54　理想受控源的模型

(a) VCVS；(b) VCCS；(c) CCVS；(d) CCCS

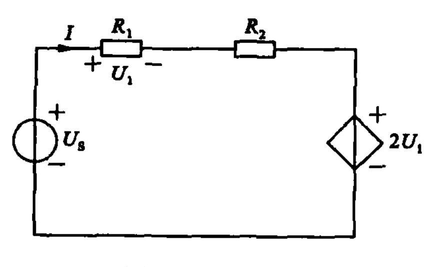


图 1.55　例 1.11 图

由图可见，受控源有两对端钮，一对用于输入控制量 U_1 或 I_1，另一对用于输出被控制量 U_2 或 I_2。图中 μ、g、γ、β 为控制系数，μ 称为电压放大系数，g 称为转移电导，γ 称为转移电阻，β 称为电流放大系数。控制系数为常数时，受控源为线性受控源。

【例 1.11】 图 1.55 所示电路中含有电压控制的电压源（VCVS），已知 $R_1=R_2=5\ \Omega$，$U_S=5\ \text{V}$。求电路中的 I 和 U_1。

【解】 由欧姆定律和 KVL 得

$$U_1 = R_1 I$$

$$R_1 I + R_2 I + 2U_1 - U_S = 0$$

$$R_1 I + R_2 I + 2R_1 I - U_S = 0$$

所以

$$I = \frac{U_S}{3R_1 + R_2} = \frac{5}{20} = 0.25 \text{ A}$$

$$U_1 = R_1 I = 5 \times 0.25 = 1.25 \text{ V}$$

思考与练习

1.6.1 受控源与独立源有何不同?

1.6.2 分别说出 VCVS、VCCS、CCVS、CCCS 四种受控源中被控制量是电压还是电流?

1.6.3 电路如图 1.56 所示,求 I_1 和 U_{ab}。

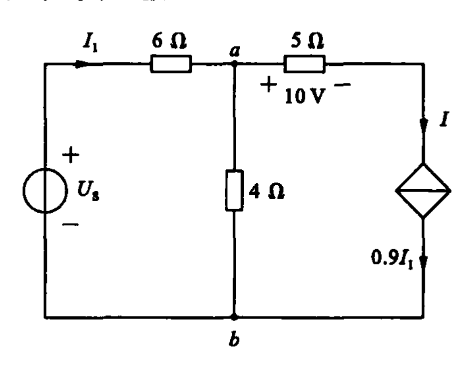


图 1.56 题 1.6.3 图

1.7 电路中电位的计算

电路中某点的电位是指该点相对于参考点之间的电压。参考点又称零电位点,**即规定该点的电位为零。**在电力工程中规定大地为零电位即参考点,在电子电路中,通常以与机壳连接的公共导线为参考点,并用接机壳的符号"⊥"来表示,称之为"地"。

图 1.57 所示电路选择了 b 点为参考点(**计算电位时必须要选一参考点,否则不能计算出电路中某点的电位**),这时 a、c、d 各点的电位(**电位用 V 表示**)为

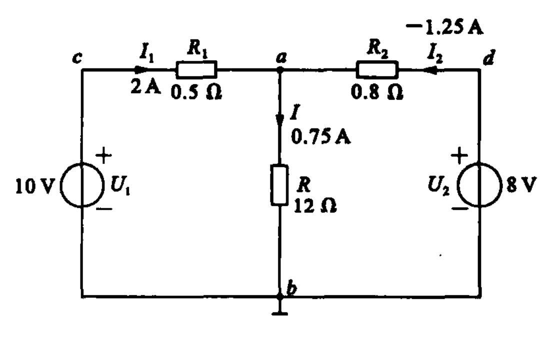


图 1.57 电路的电位

$$U_{ab} = V_a - V_b = RI = 12 \times 0.75 = 9 \text{ V}$$

$$V_b = 0$$

故 $V_a = 9 + V_b = 9$ V

同理 $U_{cb} = 10$ V

故 $V_c = 10$ V

同理 $U_{db} = 8$ V

故 $V_d = 8$ V

电路中的参考点原则上可以任意选择，不一定选择机壳或大地。但参考点不同，各点的电位就不一样。只有参考点选定之后，电路中各点电位的数值才能确定。例如图 1.57 所示电路，如果将参考点选定为 a 点，则 a、b、c、d 各点的电位将是

$$V_a = 0;\quad V_b = -9\ \text{V};\quad V_c = 1\ \text{V};\quad V_d = -1\ \text{V}$$

从上面的分析可以看出，电位的大小、极性与参考点的选择有关，而电压则和这种选择无关。例如图 1.57 所示的电路中，无论电路的参考零电位选择在哪一点，电压 $U_{ca}=1$ V，$U_{ab}=9$ V 等是不会改变的。

在电子电路中，电源的一端通常都是接“地”的，为了作图简便和图面清晰，习惯上常常不画电源而在电源的非接地端注以 V_c 或注明其电位的数值，图 1.57 为**电路的普通画法**，其**电子电路的习惯画法**如图 1.58 所示(选 b 为参考点)。

在分析计算电路时应注意：**参考点一旦选定之后，在电路的整个分析计算过程中不得再变动。**

【例 1.12】 电路如图 1.59 所示，求 V_a、V_b。

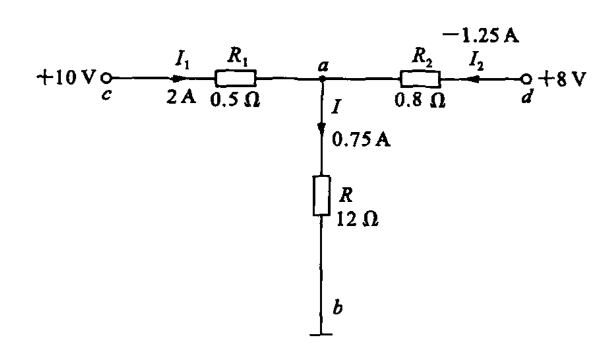


图 1.58　电子电路的习惯画法

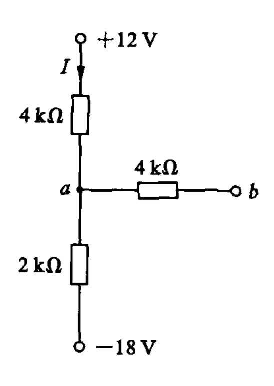


图 1.59　例 1.12 图

【解】 由两点间的电压等于两点间的电位差得

$$12-(-18) = I(4+2)$$

即

$$I=\frac{30}{6}=5\ \text{mA}$$

$$V_a-(-18)=2I$$

即

$$V_a = 2\times5-18 = -8\ \text{V}$$

由于 a、b 间无电流通过，$U_{ab}=V_a-V_b=0$

故

$$V_b = V_a = -8\ \text{V}$$

思考与练习

1.7.1　电路中参考点改变，则任意两点间的电压也改变，这句话对不对？

1.7.2　电路中参考点改变，则各点的电位也改变，这句话对不对？

1.7.3　画出图 1.59 普通画法(补上电源)的电路图。

1.7.4　计算图 1.60 所示电路中开关 S 合上和断开时各点的电位。

1.7.5　电路如图 1.61 所示，求 V_a。

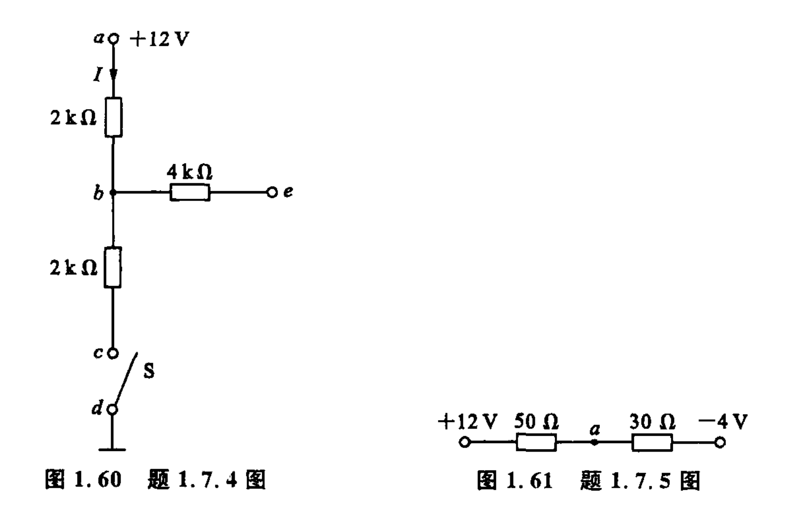


图 1.60 题 1.7.4 图

图 1.61 题 1.7.5 图

1.8 应用举例

1.8.1 防电击接地电路模型的建立

人们离不开对仪器设备和家电产品的使用，因而电气安全问题十分重要。设备外壳接地是最常用的安全措施，如图 1.62(a)所示。图 1.62(b)为对应的等效电路模型，R_E 和 R_P 分别表示外壳和人体电阻，由于 R_E 比 R_P 小很多，一旦用电器外壳带电，大部分电流经外壳接地线流入大地，保护了人身安全。

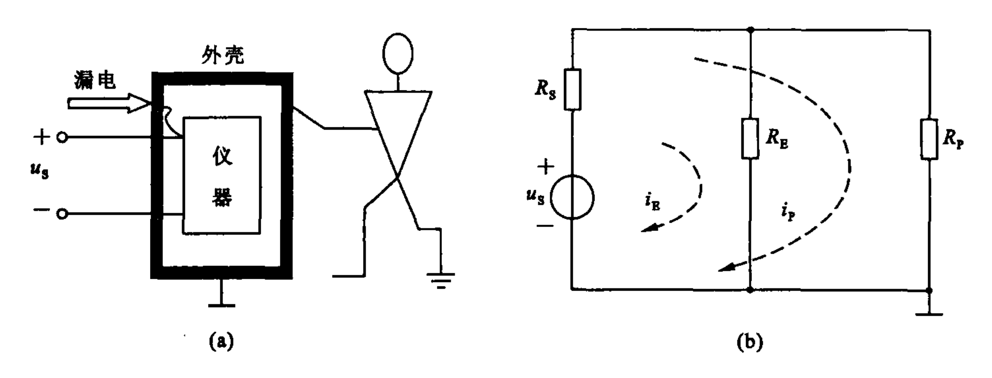


图 1.62 设备外壳接地示意图及电路模型

(a) 外壳接地示意图；(b) 外壳接地电路模型

1.8.2 电阻器的应用

电阻器是电路元件中应用最广泛的一种，在电子设备中约占元件总数的 30%以上，其质量的好坏对电路工作的稳定性有极大影响。

电阻器的主要用途是稳定和调节电路中的电流和电压，其次在电路中还起限流、分流、降压、分压、负载、匹配和检测等作用。图 1.63 为电阻应用于直流电桥的一个例子，R_1 为电阻应变片(传感器)，利用 R_1 的变化，该电桥可把非电量，如：力、压力、重量等参数转化为电量输出(U_0)，从而实现对非电量的测量。

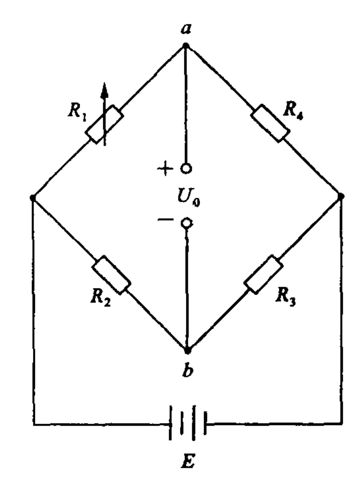


图 1.63　电阻的应用

1.8.3　电感器的应用

电感在电路中的作用有：滤波、振荡、延迟、陷波、变压、变流、阻抗变换、交流耦合等。图 1.64 为电感与电容一起组成的 LC 滤波电路的一个例子。当伴有许多干扰信号的直流电通过 LC 滤波电路时，频率较高的干扰信号被电感阻抗（电感呈现较大的感抗），这就可以抑制较高频率的干扰信号，而让直流电通过。

1.8.4　电容器的应用

电容在电路中的作用有：滤波、退耦、旁路、耦合、储能、中和、补偿、自举、稳频、稳幅、降压限流、加速、运转等。图 1.65 为电容与电阻一起，组成的 RC 低通滤波电路的一个例子。该电路具有使低频信号（电容呈现较大的容抗）较易通过而抑制较高频率干扰信号（电容呈现较小的容抗，高频信号被旁路）的作用。

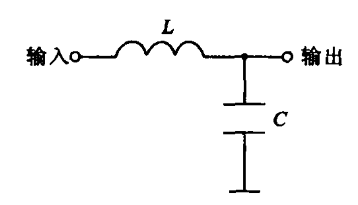


图 1.64　电感的应用

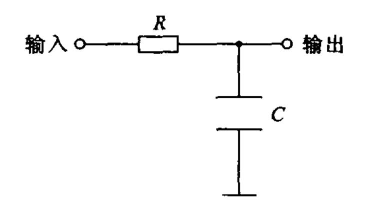


图 1.65　电容的应用

习　题

1.1　图 1.66 中，已知：(1) 该元件流过 2 A 电流，实际方向由 b 流向 a，试为该电流设参考方向，并写出相应的表示式；(2) a、b 两点间的电压为 5 V，实际方向由 a 指向 b，试为该电压设参考方向，并写出相应的表示式。

1.2　求图 1.67 中的 U_a、U_b、I_{ab}、I_{cd}。

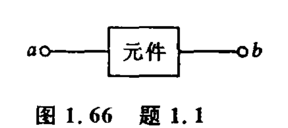


图 1.66　题 1.1

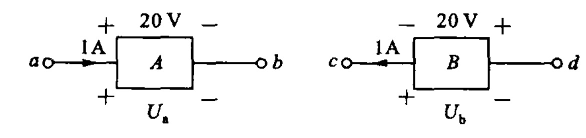


图 1.67　题 1.2

1.3　各电路元件上电压、电流的参考方向如图 1.68 所示。

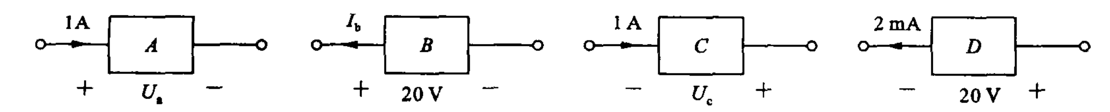


图 1.68　题 1.3

(1) A 元件发出功率为 10 W，求 U_a；

(2) B 元件吸收功率为 10 W，求 I_b；

(3) C 元件发出功率为 10 W，求 U_c；

(4) 求 D 元件的功率 P_D。

1.4　图 1.69 中，元件两端的电压 $u=20\sin\pi t$ V。求当 $t=0.005$ s 时，u 为何值？并指出该时刻 u 的实际方向。

1.5　在图 1.70 中，已知 $I_1=3$ mA，$I_2=1$ mA。试确定电路元件 3 中的电流 I_3 和其两端电压 U_3，并说明它是电源还是负载。

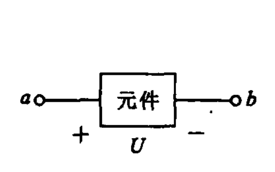


图 1.69　题 1.4

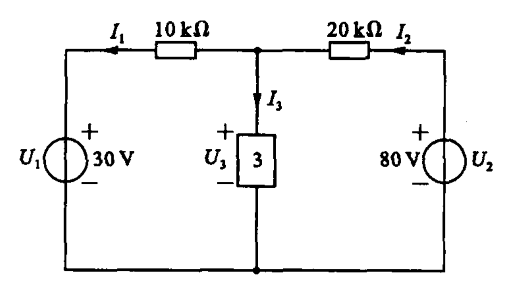


图 1.70　题 1.5

1.6　在图 1.71 中，网络 N 向外发出功率 18 W，试求电流 I 及各元件的功率。

1.7　在图 1.72 中，$U_1=20$ V，网络 N_2 的输入电阻为 1 Ω，其消耗的功率为 100 W。求 R_X 及网络 N_1 的功率。

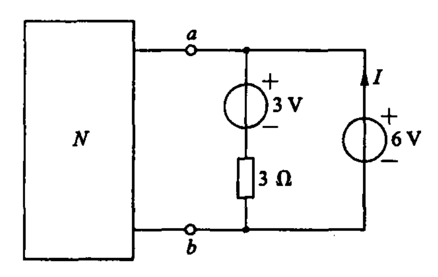


图 1.71　题 1.6

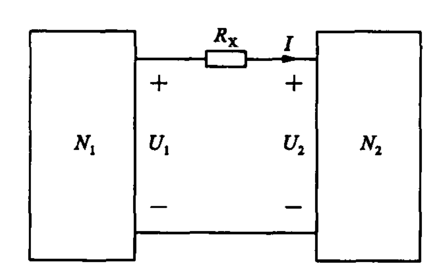


图 1.72　题 1.7

1.8　试写出图 1.73 所示各电路中的 u_{ab} 和 i 的关系式。

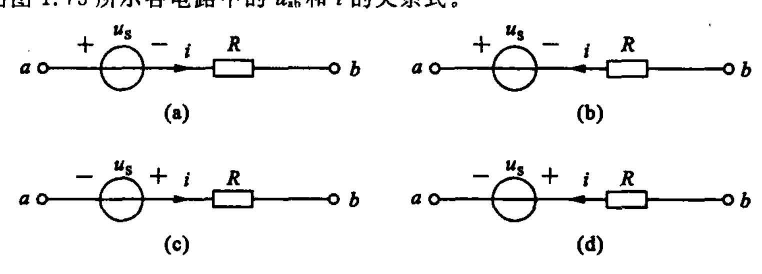


图 1.73　题 1.8

1.9　电路如图 1.74 所示，求(a)图中的 i_1、i_2、i_3 和(b)图中的 i。

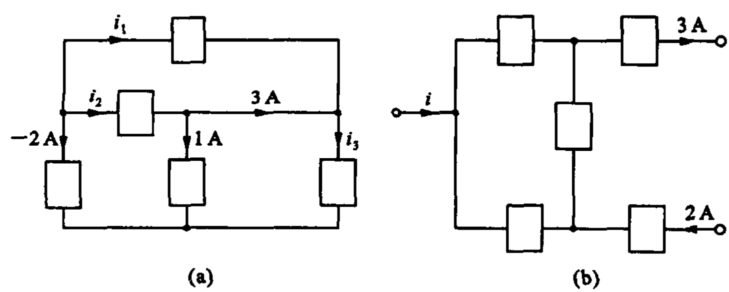


图 1.74　题 1.9

1.10　电路如图 1.75 所示，求 U_1、U_2、U_3。

1.11　求图 1.76 电路中的电流 I_1、I_2、I_3 和电压 U_1、U_2。

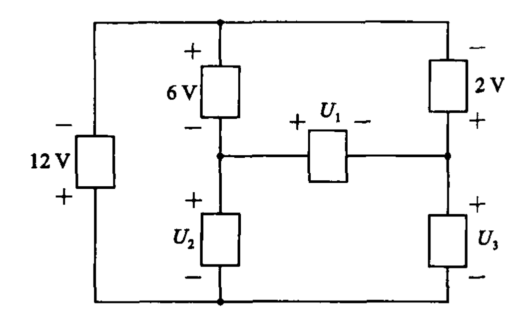


图 1.75　题 1.10

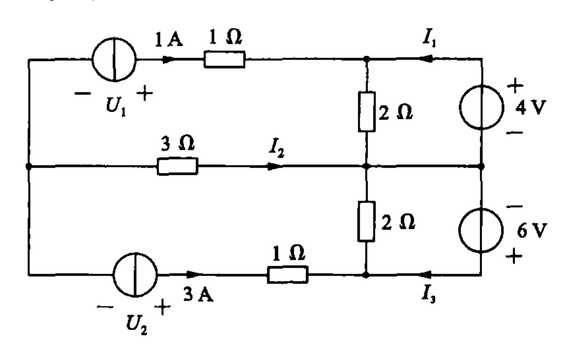


图 1.76　题 1.11

1.12　试求图 1.77 所示部分电路中的 I、I_1。

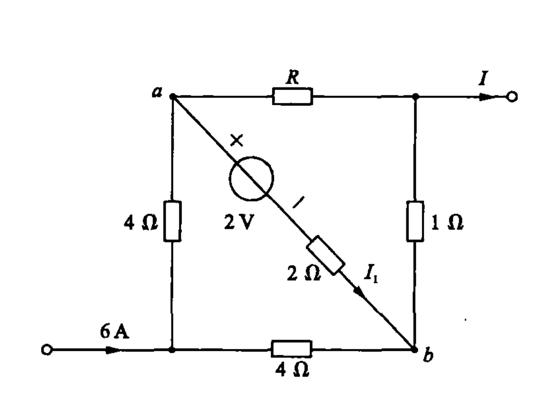


图 1.77　题 1.12

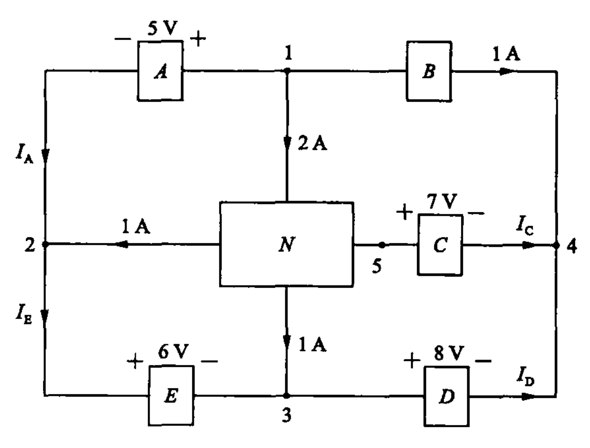


图 1.78　题 1.13

1.13　电路如图 1.78 所示，N 为一个网络，已知部分电流和电压值。

（1）试求其余未知电流。如果只求电流 I_D，能否一步求得？若已知电流少一个，能否求出全部未知电流？

（2）试求其余未知电压 U_{14}、U_{15}、U_{52}、U_{53}。若已知电压少一个，能否求出全部未知电压？

1.14　一节 12 V 的电池给灯泡供电，设电池电压保持恒定。已知在 8 h 内电池提供的总电能为 500 J，求：

（1）提供给灯泡的功率是多少？

（2）流过该灯泡的电流是多少？

1.15　一只 110 V、8 W 的指示灯，现在要接在 380 V 的电源上，问要串多大阻值的电阻？该电阻应选用多大瓦数的？

1.16　有两只电阻，其额定值分别为 40 Ω、10 W 和 200 Ω、40 W，试问它们允许通过的电流是多少？如将两者串联起来，其两端最高允许电压可加多大？

1.17　图 1.79 所示电阻电路中，求(a)图中的等效电阻 R_{ab} 和 R_{cd} 及(b)图中的等效电阻 R_{ab}。

1.18　已知一个电阻元件，其端电压为 $u=20\sin\omega t$ V，电流 $i=10\sin\omega t$ A，且为关联参考方向，求 R 并画出其伏安特性曲线。

1.19　图 1.80 为电容电路，已知 $u=10e^{-t}$ V，求 i，并画出其波形图。

1.20　通过 RLC 串联电路中的电流波形如图 1.81(b)所示，且已知初始条件 $u_C(0)=i_L(0)=0$。求 u_R、u_L、u_C，并画波形图。

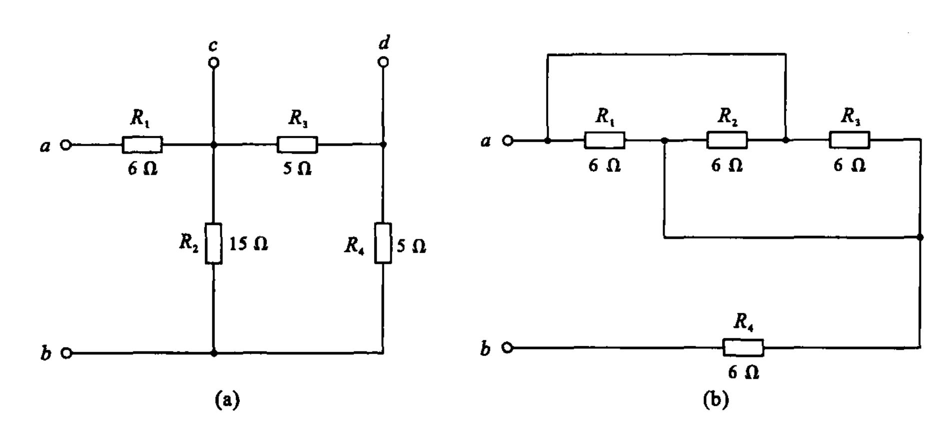


图 1.79　题 1.17

1.21　图 1.82(a)、(b)两电路中：(1) 求 U 和 I；(2) 求两理想电源的功率并说明是发出功率还是吸收功率？

1.22　图 1.83 所示电路中，已知 $UI=28$ W。试求 10 V 理想电压源的功率。

1.23　电路如图 1.84 所示。求(a)中的 I 和(b)中的 U。

1.24　图 1.85 所示电路中，若四个元件均不吸收任何功率，则 I_S 的值为多少？

1.25　图 1.86 所示电路中，若理想电压源不吸收任何功率，则 U_S 的值为多少？

1.26　图 1.87 所示电路中，试用电源的等效变换法求电流 I。

1.27　图 1.88 所示电路中，试用电源的等效变换法求电流 I。

1.28　图 1.89 所示电路中，试用电源的等效变换法求电流 I。

1.29　将图 1.90 所示电路化简为等效电压源模型。

1.30　求图 1.91 所示电路中的 U 和 I。

1.31　求图 1.92 所示电路中的 U 及受控源的功率。

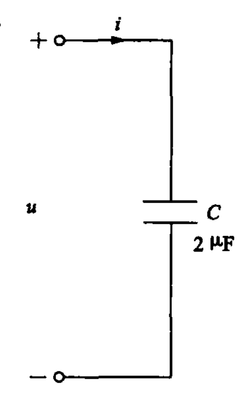
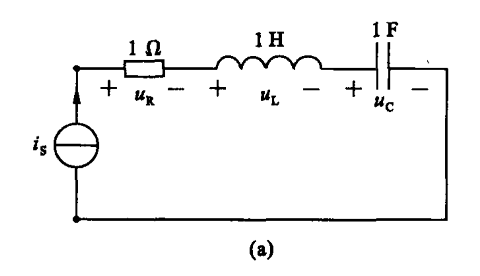


图 1.80　题 1.19



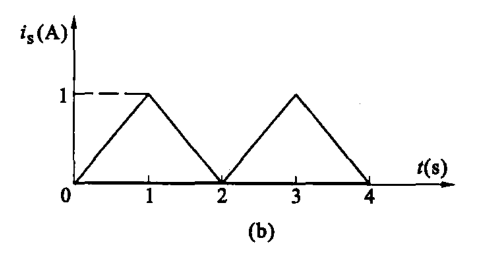


图 1.81　题 1.20

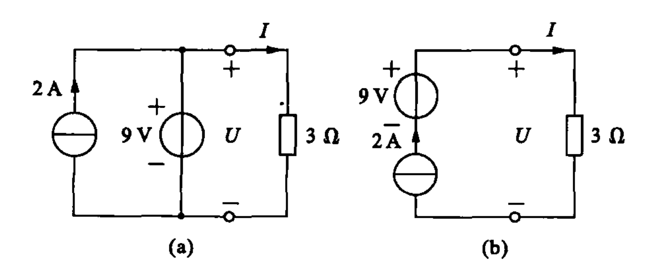


图 1.82　题 1.21

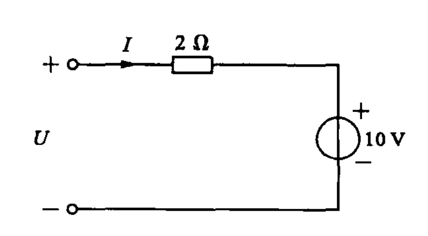


图 1.83　题 1.22

1.32　图 1.93 所示电路中，试求开关 S 断开和闭合两种情况下 A 点的电位。

1.33　图 1.94 所示电路中：(1) 以 c 点为参考点，计算 a、b、d 点的电位；(2) 以 d 点为参考点，计算 a、b、c 点的电位。

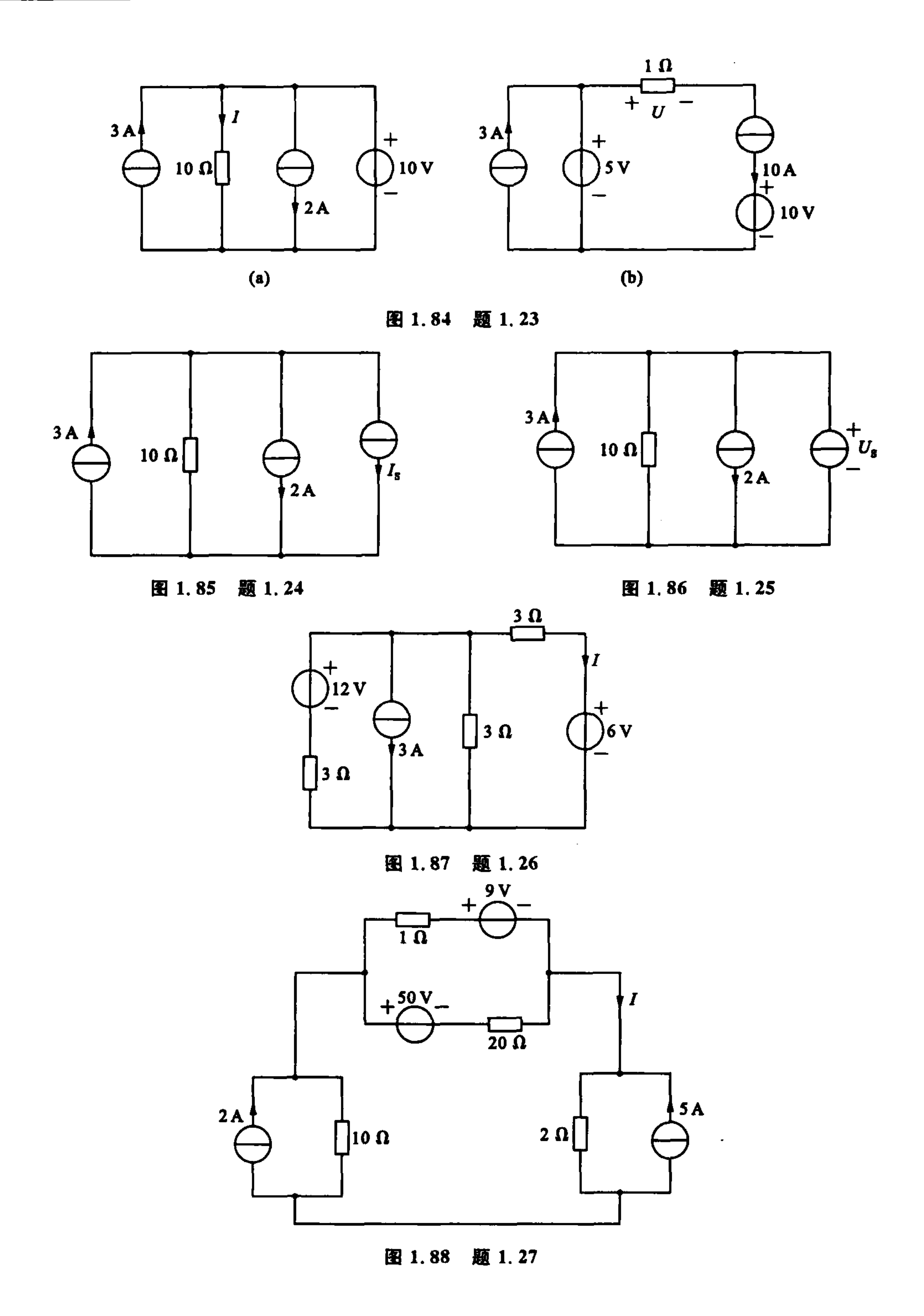


图 1.84　题 1.23

图 1.85　题 1.24

图 1.86　题 1.25

图 1.87　题 1.26

图 1.88　题 1.27

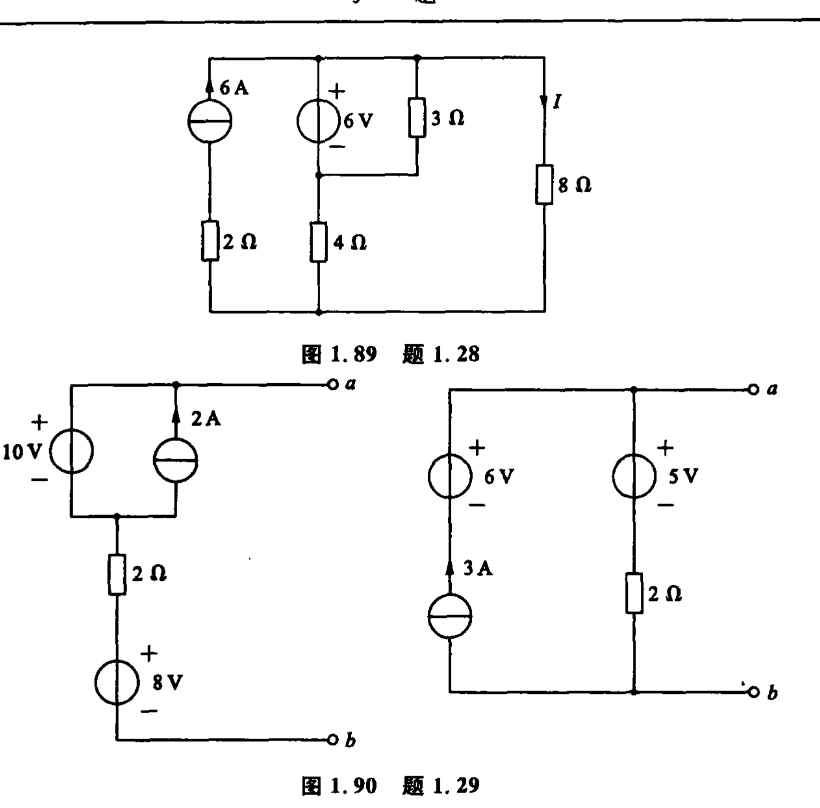


图 1.89 题 1.28

图 1.90 题 1.29

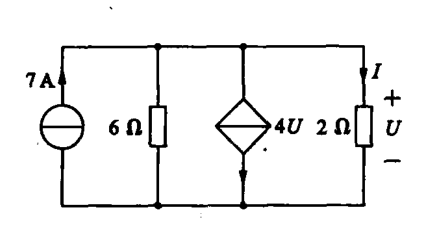


图 1.91 题 1.30

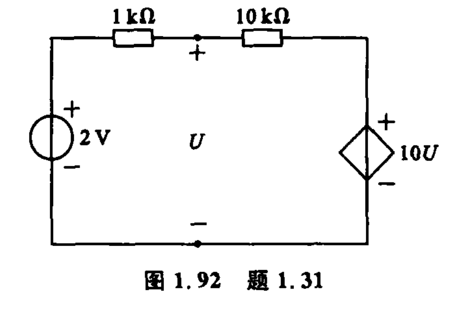


图 1.92 题 1.31

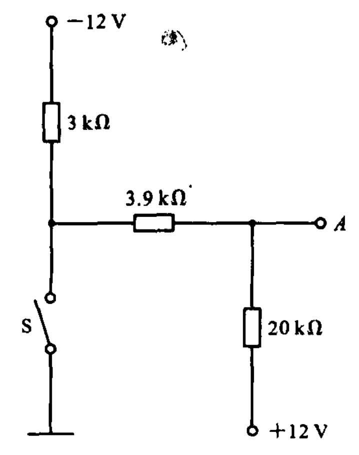


图 1.93 题 1.32

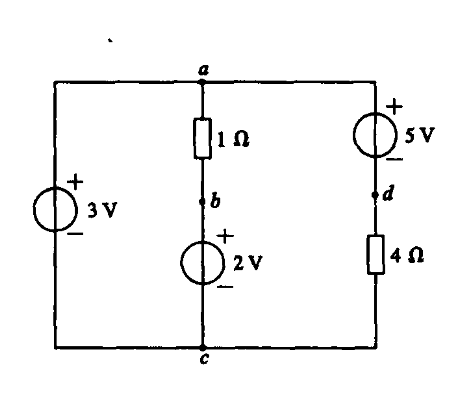


图 1.94 题 1.33

2 电路的分析方法

内容提要

本章介绍几种常用的电路分析方法和定理，包括支路电流法、弥尔曼定理、叠加原理以及戴维南定理和诺顿定理。支路电流法是利用基尔霍夫定律直接列联立方程求解电路的方法，最为基本。本章内容是分析计算电路的常用方法。

本章重点

叠加定理、戴维南定理及诺顿定理。叠加定理只适用于线性电路求电压和电流；戴维南定理和诺顿定理适用于计算某一支路的电压和电流。

本章难点

等效的概念，等效是针对外电路而言的。

易疏忽的问题

分析计算电路时电压与电流的参考方向与方程式正负号问题；运用叠加定理时，每个电源单独作用时所产生电压和电流的正负号，叠加时应取代数和，叠加定理不可用于求功率。

2.1 支路电流法

复杂电路的分析方法是依据两类约束：即依据基尔霍夫定律和元件伏安关系，列出方程，然后求解方程。其中支路电流法是最基本的方法之一。

支路电流法是以各支路电流为未知量列写电路方程分析电路的方法。其基本思路是：**对于有 n 个节点、b 条支路的电路，只需列出 b 个独立的电路方程，便可以求解出 b 个支路电流变量。本节的重点是如何列出 b 个独立的电路方程。**

应用支路电流法解题的一般步骤是：

(1) 判断电路支路数 b 及节点数 n，标出各支路电流的参考方向；

(2) 选定 $(n-1)$ 个节点，依据 KCL 定律，列出独立的节点电流方程；

(3) 选定 $b-(n-1)$ 个独立回路，指定回路绕行方向，依据 KVL 和元件伏安特性列出独立的回路电压方程；

(4) 求解上述方程，得到 b 个支路电流；

(5) 进一步计算支路电压和其他量。

现以图 2.1 所示电路为例，说明如何运用支路电流法列方程。

电路中，支路数 $b=6$，节点数 $n=4$，需列出 6 个独立方程。

其中，对节点列 KCL 方程：

对节点 a 列出

$$I_1 - I_3 - I_4 = 0 \tag{2.1}$$

对节点 b 列出

$$-I_1 + I_2 - I_6 = 0 \tag{2.2}$$

对节点 c 列出

$$-I_2 + I_3 + I_5 = 0 \tag{2.3}$$

对节点 d 列出

$$I_4 - I_5 + I_6 = 0 \tag{2.4}$$

发现上述 4 个方程中任意一个都可由其他 3 个方程相加得来，故 KCL 独立方程数为 $n-1=3$ 个。

所谓独立回路，就是第 1 章所介绍的网孔。网孔是成组描述的，一组独立回路数为 $m=b-(n-1)$ 个，每个回路彼此至少有一条支路是该组回路中其他回路所没有的，即独有支路，符合此特性的一组回路即独立回路。

根据支路电流法对回路列出一组独立回路方程，方程个数 $m=b-(n-1)=3$ 个。选定回路均为顺时针方向。

对回路 $abda$

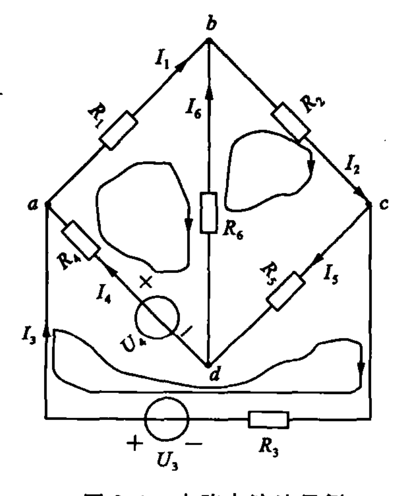
$$I_1R_1 - I_6R_6 + I_4R_4 = U_4$$

对回路 $bcdb$

$$I_2R_2 + I_5R_5 + I_6R_6 = 0$$

对回路 $adca$

$$I_3R_3 - I_4R_4 - I_5R_5 = U_3 - U_4$$



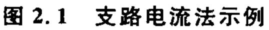


图 2.1 支路电流法示例

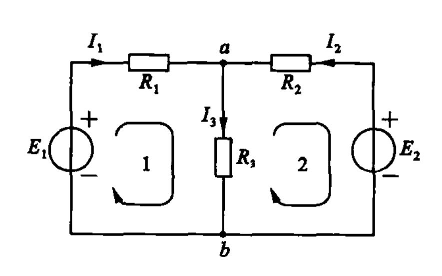


图 2.2 例 2.1 图

【例 2.1】 图 2.2 所示电路已知 $E_1=140$ V，$E_2=90$ V，$R_1=20$ Ω，$R_2=5$ Ω，$R_3=6$ Ω。求各支路电流。

【解】 列 KCL 方程

对节点 a：$I_1+I_2=I_3$

列 KVL 方程

对回路 1：$I_1R_1+I_3R_3=E_1$

对回路 2：$-I_2R_2-I_3R_3=-E_2$

代入数据得

$$I_1+I_2=I_3$$
$$20I_1+6I_3=140$$
$$-5I_2-6I_3=-90$$

解方程得

$$I_1=4\ \text{A}$$
$$I_2=6\ \text{A}$$
$$I_3=10\ \text{A}$$

【例 2.2】 求图 2.3 所示电路的各支路电流。

【解】 图示电路含有一条恒流源支路，该支路电流已知，故可少列一个方程。

列方程如下

$$I_2=-6\ \text{A}$$
$$I_1+I_3=I_2$$
$$7I_1-7I_3=70$$

解得

$$I_1=2\ \text{A}$$
$$I_3=-8\ \text{A}$$

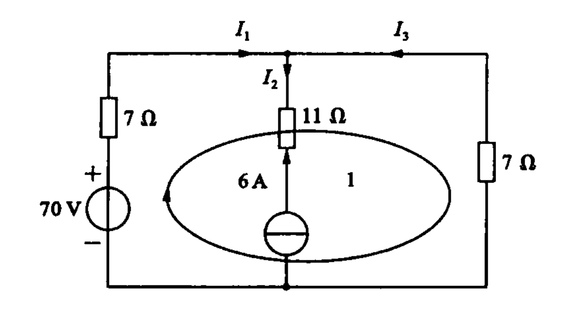




图 2.3　例 2.2 图

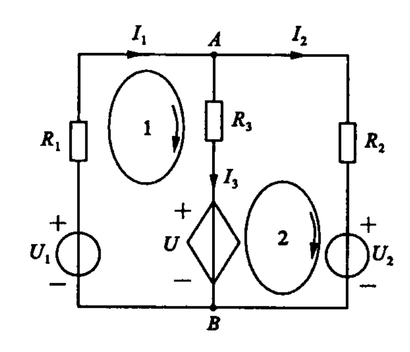


图 2.4　例 2.3 图

【例 2.3】 列写图 2.4 所示电路的支路电流法方程，$U=I_1R_1$。

【解】 图示电路含有受控源。应用支路电流法时，将其视为电源，并增补控制量方程。

列方程如下

$$I_1=I_3+I_2$$
$$I_1R_1+I_3R_3=U_1-U$$
$$I_2R_2-I_3R_3=U-U_2$$
$$U=I_1R_1$$

支路电流法的优点是简洁直观，但方程数较多。若手工求解方程只适宜支路数较少的

电路，支路数多的电路则需通过计算机编程求解。

思考与练习

2.1.1 应用支路电流法解题时，所列 KVL 方程是否可以任意选取？

2.1.2 列写图 2.5 所示电路的支路电流方程，尽可能多列几组不同的方程。

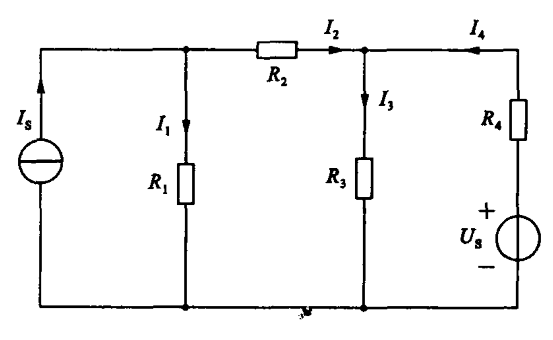


图 2.5 题 2.1.2 图

2.1.3 如图 2.6 所示，如何列最少方程数求出三支路电流？

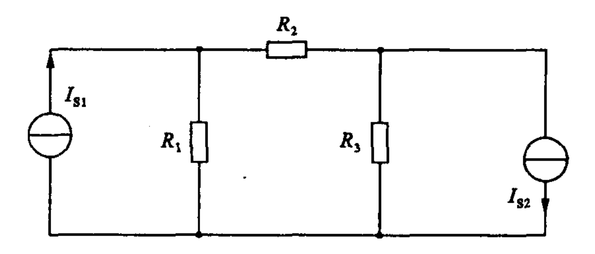


图 2.6 题 2.1.3 图

2.1.4 列写图 2.7 所示电路的支路电流方程。

2.1.5 图 2.8 所示电路，欲求出各支路电流，需列多少个方程？试列写方程。

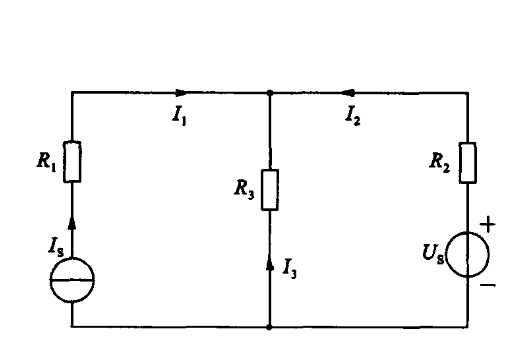


图 2.7 题 2.1.4 图

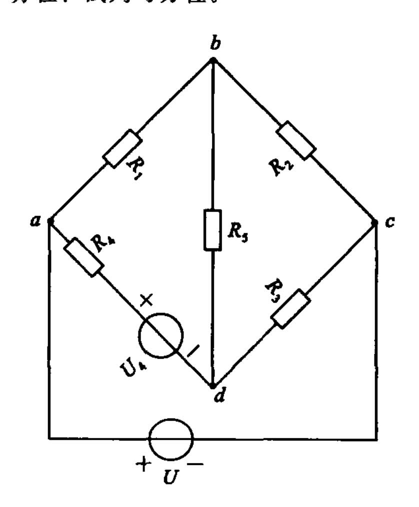


图 2.8 题 2.1.5 图

2.2　弥尔曼定理(节点电压法)

两节点之间的电压即节点电压。节点电压法是以节点电压为未知量列写电路方程来分析电路的方法，适用于节点较少的电路。其基本思想是**以节点电压作为未知量，列出方程，求出节点电压**。因选定的未知量是节点电压，KVL 自动满足，不需要列出 KVL 方程，各支路电流、电压可看成各节点电压的线性组合，因此只要求出节点电压，便可方便地得到各支路的电压、电流。

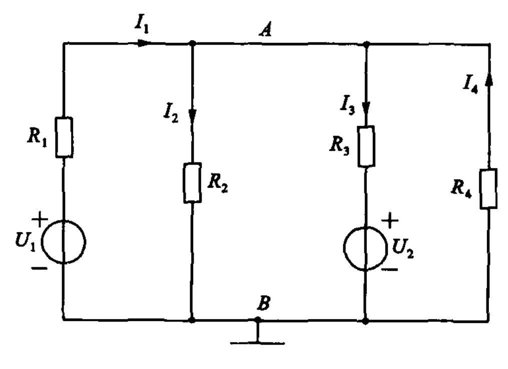


图 2.9　弥尔曼电路示例

有一类电路，即只有两个节点多条支路，最适合采用节点电压法解题，只需列一个方程。该电路被称为**弥尔曼电路**。本节着重介绍适于两节点多支路的**弥尔曼定理**。

以图 2.9 电路为例，说明节点电压方程的列写。首先，选定一个节点作为参考节点，本图中选择节点 B 为参考节点，设其电位为 0 V。写出各支路电流方程如下

$$I_1 - I_2 - I_3 + I_4 = 0 \tag{2.5}$$

其中

$$\left.\begin{aligned} I_1 &= \frac{U_1 - U_A}{R_1} \\ I_2 &= \frac{U_A}{R_2} \\ I_3 &= \frac{U_A - U_2}{R_3} \\ I_4 &= -\frac{U_A}{R_4} \end{aligned}\right\} \tag{2.6}$$

将式(2.6)代入式(2.5)中并整理得

$$\frac{U_1 - U_A}{R_1} - \frac{U_A}{R_2} - \frac{U_A - U_2}{R_3} - \frac{U_A}{R_4} = 0 \Rightarrow$$

$$\left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} + \frac{1}{R_4}\right)U_A = \frac{U_1}{R_1} + \frac{U_2}{R_3} \tag{2.7}$$

式中

$$G_A = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} + \frac{1}{R_4}$$

是节点 A 连接各支路所有电导之和，称自电导，自电导总为正值。故节点电压方程可按如下步骤列出：

(1) 在两个节点中，选定一个作为参考节点，令其电位为 0 V。标定另一个独立节点。

(2) 对另一个独立节点，以节点电压为未知量，列写节点电压方程，由于弥尔曼电路只有两个节点，故只需一个方程即可。

自电导×节点电位=流入该节点的电流源电流之和

式中的电流源电流流入节点为正,流出节点为负。

(3) 求解上述方程,得到节点电位。

【例 2.4】 求图 2.10 中电路的电流 I。

【解】 令节点 b 为参考节点,列写方程

$$\left(\frac{1}{R_1}+\frac{1}{R_2}+\frac{1}{R_3}+\frac{1}{R_4}\right)U_a=\frac{U_{S1}}{R_1}-\frac{U_{S2}}{R_2}+\frac{U_{S3}}{R_3}$$

$$\left(\frac{1}{2}+\frac{1}{3}+1+\frac{1}{6}\right)U_a=\frac{4}{2}-\frac{6}{3}+\frac{3}{1}\Rightarrow U_a=1.5\ \text{V}\Rightarrow I=\frac{1.5}{6}=0.25\ \text{A}$$

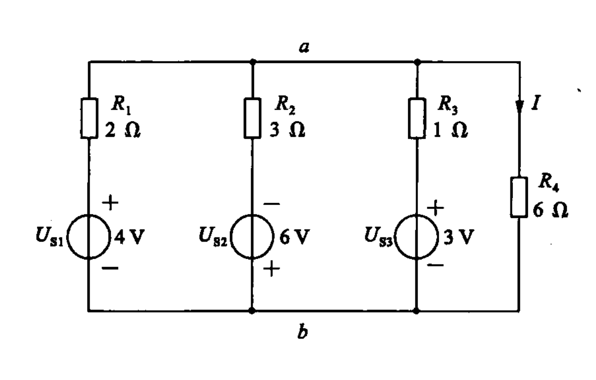


图 2.10 例 2.4 图

图 2.11 例 2.5 图

【例 2.5】 列出图 2.11 中电路的节点电压方程。

【解】 选定节点 b 作为参考节点,列方程如下

$$\left(\frac{1}{R_1}+\frac{1}{R_2}\right)U_A=\frac{U_S}{R_1}+I_S$$

注:此图中,与理想电流源串联的电阻可去除。

【例 2.6】 用节点电压法求图 2.12 中的未知电流 I。

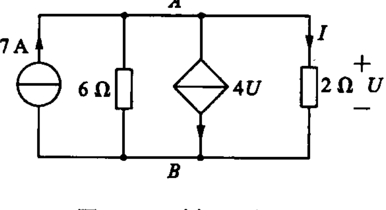


图 2.12 例 2.6 图

【解】 选定节点 B 作参考节点,列方程如下

$$\left(\frac{1}{6}+\frac{1}{2}\right)U_A=7-4U$$

$$U_A=U\Rightarrow U=1.5\ \text{V}\Rightarrow I=\frac{U}{2}=\frac{1.5}{2}=0.75\ \text{A}$$

思考与练习

2.2.1 为何用节点电压法解题时只需列 KVL 方程即可?对两节点的电路参考节点可任意选择吗?

2.2.2 对比支路电流法与节点电压法的优劣。

2.2.3 求图 2.13 中未知电流 I。

2.2.4 如图 2.14,若要使 30 V 电压源输出电流为 0,则 R_X 阻值应为多少?

2.2.5 如图 2.15,设 $E_D=0.5U_{AB}$。试列写方程求 U_{AB}。

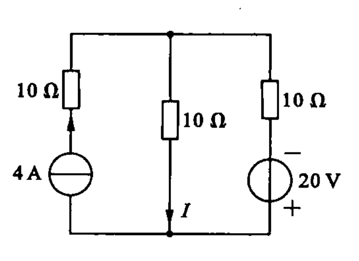


图 2.13 题 2.2.3 图

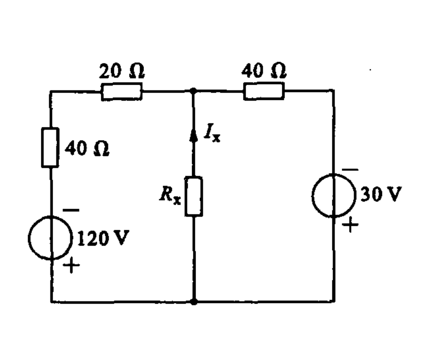


图 2.14　题 2.2.4 图

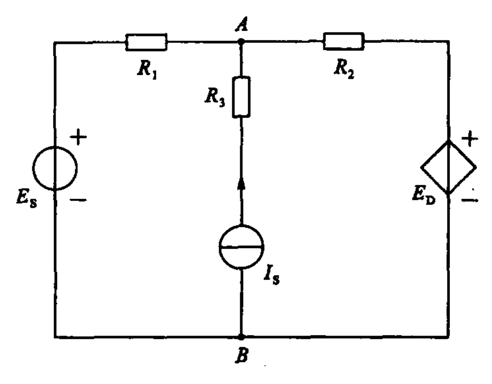


图 2.15　题 2.2.5 图

2.3　叠加原理

叠加原理是线性电路的重要定理之一，反映了线性电路的叠加性和比例性。叠加原理是指：**在多个电源同时作用的线性电路中，任一支路的电流或任意两点间的电压，都是各个独立电源单独作用时产生结果的代数和。**

叠加原理解题的基本思路是分解法，步骤如下：

(1) 作出各独立电源单独作用时的分电路图，标出各支路电流(电压)的参考方向。不作用的独立电压源视为短路，不作用的独立电流源视为开路。

(2) 分别求出各分电路图中的各支路电流(电压)。

(3) 对各分电路图中同一支路电流(电压)进行叠加求代数和，参考方向与原图中参考方向相同的为正，反之为负。

如图 2.16 所示：(a) 图为电压源和电流源共同作用，(b) 图为电流源单独作用，(c) 图为电压源单独作用。

根据叠加原理有

$$\left.\begin{aligned} I_2 &= I_2' + I_2'' \\ I_3 &= I_3' + I_3'' \end{aligned}\right\} \tag{2.8}$$

注：叠加时应为代数相加。若单个电源单独作用时，电压或电流参考方向与多个电源共同作用时电压或电流参考方向相同，则为正；反之为负。另外，此处正负号是所列表达式符号，与电压或电流值的大小正负无关。

【例 2.7】 电路如图 2.16 所示。其中 $R_1=R_2=R_3=10\ \Omega$，$I_{S1}=2\ \text{A}$，$U_{S2}=10\ \text{V}$。求图中未知电流 I_2 和 I_3。

【解】 对(b)图有

$$I_2' = I_3' = 1\ \text{A}$$

对(c)图有

$$I_2'' = -I_3'' = -\frac{U_{S2}}{R_2+R_3} = -\frac{10}{10+10} = -0.5\ \text{A}$$

根据叠加原理

$$I_2 = I_2' + I_2'' = 1 + (-0.5) = 0.5\ \text{A}$$

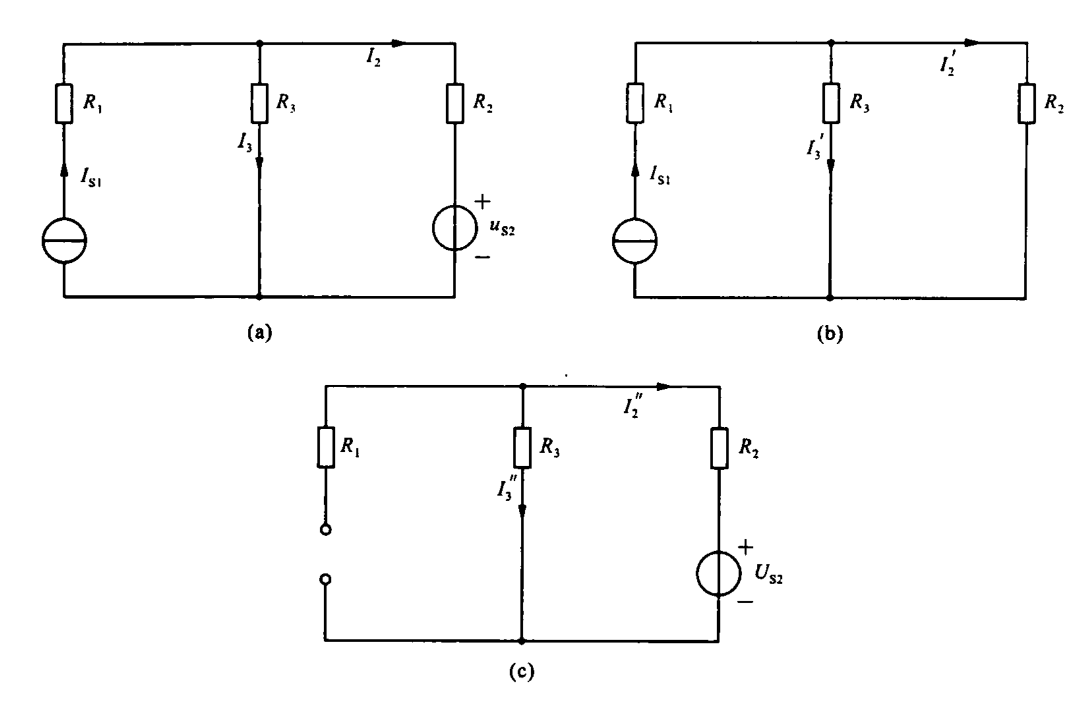


图 2.16 叠加定理示例

$$I_3 = I_3' + I_3'' = 1 + 0.5 = 1.5 \text{ A}$$

【例 2.8】 求图 2.17(a)中未知电流 I_1 和 I_2。

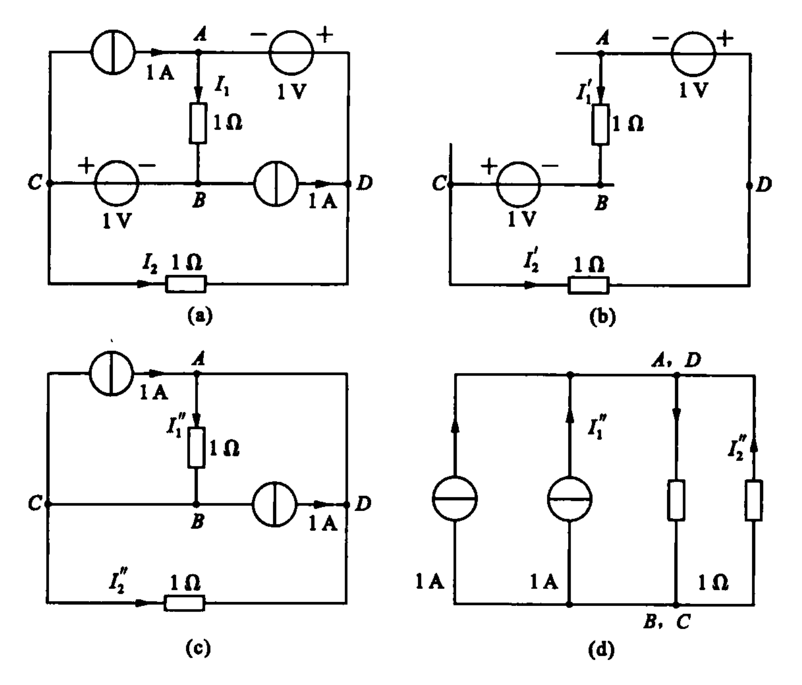


图 2.17 例 2.8 图

运用叠加原理时,**叠加方式是任意的**,可以一次一个独立源单独作用,也可以多个独立源分组作用,主要是为了使分析计算简便。

【解】 当电压源作用时,电流源视为开路,如图 2.17(b)所示。

$$I_1' = I_2' = 0 \text{ A}$$

当电流源作用时，电压源视为短路，如图 2.17(c)所示，进一步整理电路关系如图 2.17(d)所示。

$$I_1'' = 1\ \text{A}$$
$$I_2'' = -1\ \text{A}$$

运用叠加原理得

$$I_1 = I_1' + I_1'' = 0 + 1 = 1\ \text{A}$$
$$I_2 = I_2' + I_2'' = 0 + (-1) = -1\ \text{A}$$

使用叠加原理时需注意，**功率不可叠加**。因为功率是和电压(电流)的平方成正比，不存在线性关系。

【例 2.9】 如图 2.18 所示，计算电流 I 和电压 U。

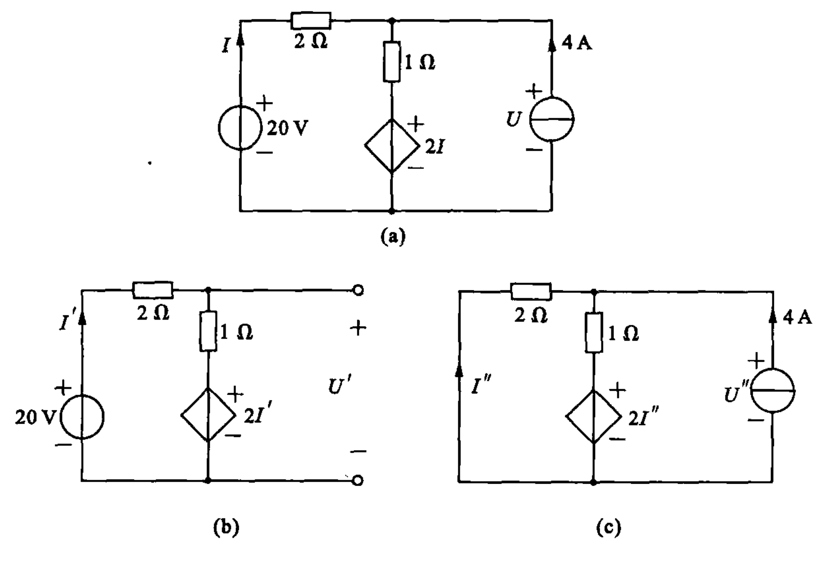


图 2.18　例 2.9 图

对于含受控源电路，因受控源不是独立电源，故叠加时受控源应保留在电路中。

【解】 20 V 电压源单独作用时如图 2.18(b)所示。

$$(2+1)I' + 2I' = 20 \Rightarrow I' = 4\ \text{A}$$
$$U' = I' + 2I' = 3 \times 4 = 12\ \text{V}$$

4 A 电流源单独作用时如图 2.18(c)所示。

$$2I'' + (4 + I'') \times 1 + 2I'' = 0 \Rightarrow I'' = -\frac{4}{5}\ \text{A}$$

$$U'' = -\left(-\frac{4}{5}\right) \times 2 = \frac{8}{5}\ \text{V}$$

所以

$$I = I' + I'' = 4 - \frac{4}{5} = \frac{16}{5}\text{A}$$

$$U = U' + U'' = 12 + \frac{8}{5} = \frac{68}{5}\text{V}$$

思考与练习

2.3.1　叠加原理能否运用在单电源电路中？能否运用在非线性电路中？

2.3.2 叠加原理不可用来进行功率叠加，为什么？

2.3.3 当电路中含受控源时，运用叠加原理与支路电流法、节点电压法对受控源的处理方式是否一样？

2.3.4 求图 2.19 中流过 R_5 的未知电流 I。已知 $E_1=20$ V，$E_2=10$ V，$I_S=1$ A，$R_1=5\ \Omega$，$R_2=6\ \Omega$，$R_3=10\ \Omega$，$R_4=5\ \Omega$，$R_S=1\ \Omega$，$R_5=8\ \Omega$，$R_6=12\ \Omega$。

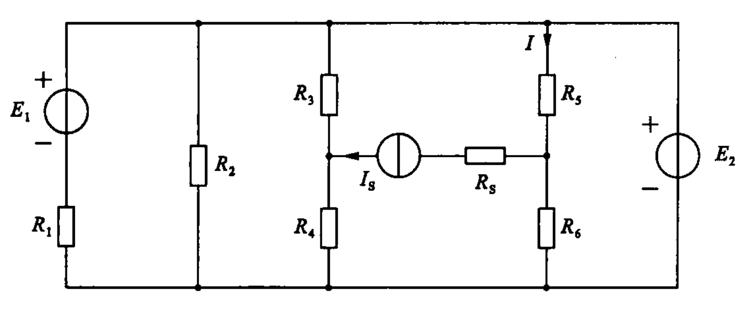


图 2.19 题 2.3.4

2.3.5 求图 2.20 中未知电压 U。

2.3.6 如图 2.21 所示，N 为线性含源电阻网络。当 AB 端用导线连接时 $I_1=4$ A；当 $U_{AB}=-4$ V 时 $I_1=-6$ A；求当 $U_{AB}=6$ V 时的电流 I_1。

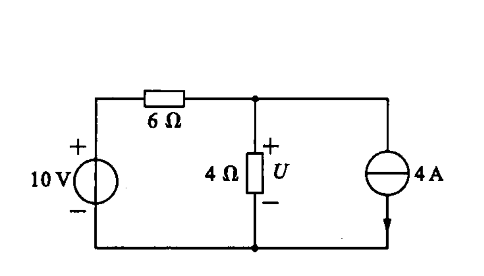


图 2.20 题 2.3.5 图

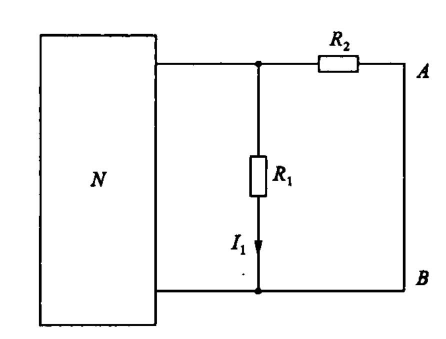


图 2.21 题 2.3.6 图

2.4 戴维南定理和诺顿定理

若一个电路只通过两个输出端与外电路相连，则该电路称为“二端网络”，如图 2.22(a)所示。根据网络内部是否包含独立电源可分为**无源二端网络**和**有源二端网络**。分别如图 2.22(b)、(c)所示。

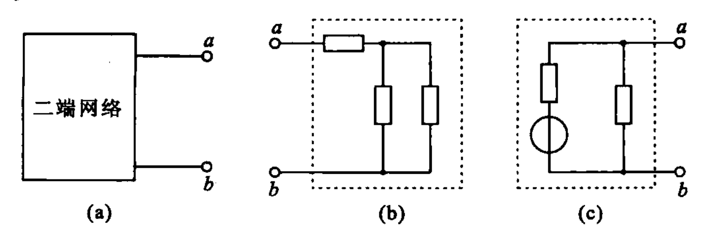


图 2.22 二端网络

分析工程实际电路时，常常只需研究某一支路的电压、电流或功率的问题。对所研究的

支路来说，电路的其余部分就成为一个有源二端网络，可等效变换为较简单的**含源支路**（电压源与电阻串联或电流源与电阻并联支路），这就是**等效电源定理**。等效电源定理有两种：**戴维南定理**（电压源与电阻串联组成的含源支路，如图 2.23）和**诺顿定理**（电流源与电阻并联组成的含源支路，如图 2.24）。一般来说，同一个有源二端网络既可以等效成为戴维南形式也可以等效成为诺顿形式。以下我们将对两个定理加以说明。

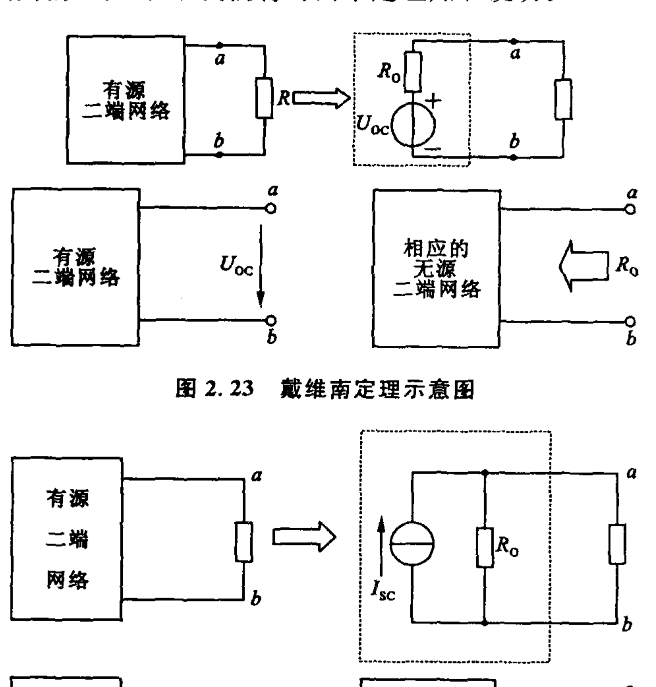


图 2.23　戴维南定理示意图

图 2.24　诺顿定理示意图

戴维南定理是指：任何一个线性含源二端口网络，对外电路来说，总可以用一个电压源和电阻的串联组合来等效置换；此电压源的电压等于外电路断开时端口处的开路电压 U_{OC}，而电阻等于一端口的输入电阻（或等效电阻 R_{eq}）。

诺顿定理是指：任何一个线性含源二端口网络，对外电路来说，总可以用一个电流源和电阻的并联组合来等效置换；此电流源的电流等于外电路短路时端口处的短路电流 I_{SC}，而电阻等于一端口的输入电阻（或等效电阻 R_{eq}）。

【例 2.10】　用戴维南定理求电压 U_L。

【解】　求 U_{OC}，如图 2.25(b)所示

$$U_{OC} = 10 + \frac{8}{4+4} \times 4 - 5 \times 1 = 9 \text{ V}$$

求 R_O，如图 2.25(c)所示

$$R_O = 50 + 4 /\!/ 4 + 5 = 57\ \Omega$$

求 U_L，戴维南等效电路如图 2.25(d)所示

$$U_L = \frac{9}{57+33} \times 33 = 3.3 \text{ V}$$

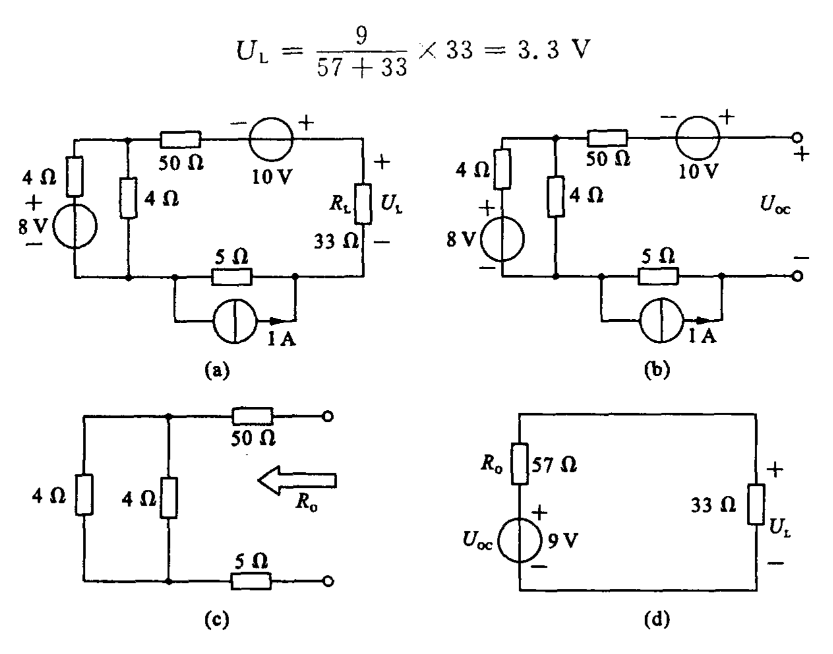


图 2.25 例 2.10

【例 2.11】 用戴维南定理求流过电阻 R_L 的电流 I。含受控源二端网络，求等效电阻需用外加电源法或开路短路法。

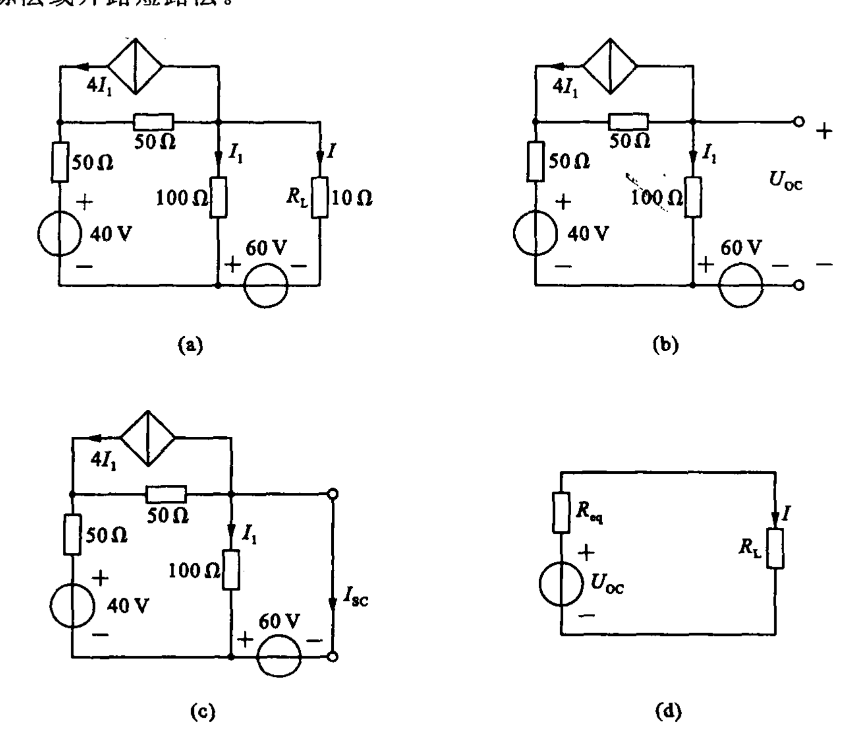


图 2.26 例 2.11 图

【解】 求 U_{OC}，如图 2.26(b)所示

$$100I_1 + 50I_1 + 50 \times (4I_1 + I_1) = 40 \Rightarrow I_1 = 0.1 \text{ A}$$

$$\Rightarrow U_{OC} = 100I_1 + 60 = 100 \times 0.1 + 60 = 70 \text{ V}$$

求 R_{eq}，如图 2.26(c)所示，求开路电压和短路电流。

$$I_1 = -\frac{60}{100} = -0.6\ \text{A}$$

$$(I_1 + I_{SC}) \times 50 + (4I_1 + I_1 + I_{SC}) \times 50 = 60 + 40$$

所以

$$I_{SC} = 2.8\ \text{A}$$

$$R_{eq} = \frac{U_{OC}}{I_{SC}} = \frac{70}{2.8} = 25\ \Omega$$

戴维南等效电路如图 2.26(d)所示

$$I = \frac{70}{25 + 10} = 2\ \text{A}$$

【例 2.12】 用诺顿定理求流过电阻 R_5 的电流 I。已知：$R_1 = 30\ \Omega$，$R_2 = 60\ \Omega$，$R_3 = 60\ \Omega$，$R_4 = 30\ \Omega$，$R_5 = 10\ \Omega$，$U = 20\ \text{V}$。

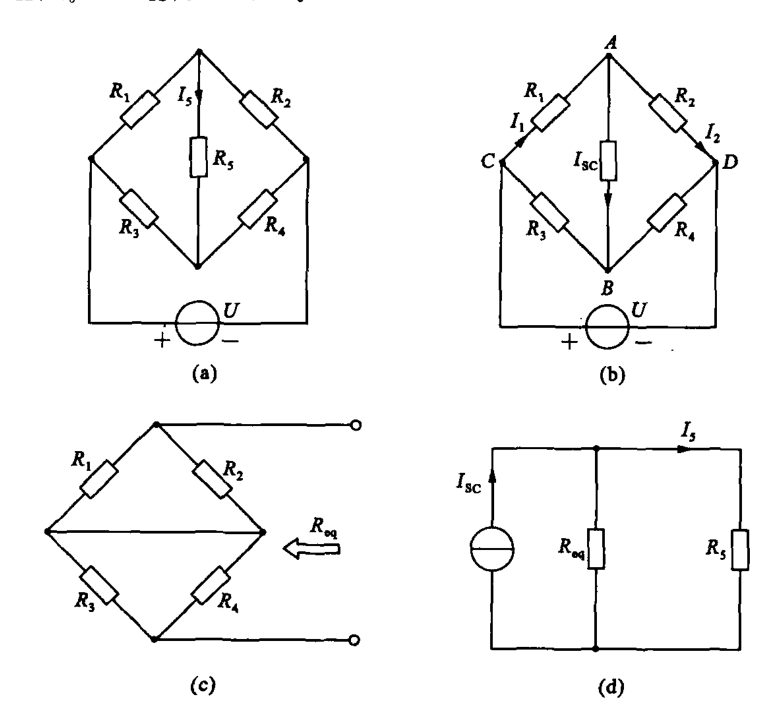


图 2.27　例 2.12 图

【解】 求短路电流。如图 2.27(b)所示，令 $V_D = 0\ \text{V}$，则可得 $V_C = 20\ \text{V}$，$V_A = V_B = 10\ \text{V}$。

$$I_1 = \frac{V_C - V_A}{R_1} = \frac{20 - 10}{30} = \frac{1}{3}\ \text{A}$$

$$I_2 = \frac{V_A - V_D}{R_2} = \frac{10 - 0}{60} = \frac{1}{6}\ \text{A} \Rightarrow I_{SC} = I_1 - I_2 = \frac{1}{6}\ \text{A}$$

求等效电阻，如图 2.27(c)所示

$$\begin{aligned} R_{eq} &= R_1 \mathbin{/\!/} R_2 + R_3 \mathbin{/\!/} R_4 \\ &= 30 \mathbin{/\!/} 60 + 60 \mathbin{/\!/} 30 \\ &= 40\ \Omega \end{aligned}$$

诺顿等效电路如图 2.27(d)所示

$$I_5 = I_{SC} \cdot \frac{R_{eq}}{R_5 + R_{eq}} = \frac{1}{6} \times \frac{40}{10+40} = \frac{2}{15}\text{ A}$$

思考与练习

2.4.1 同一个有源二端网络(含独立源和电阻),既可以等效成为戴维南形式也可以等效成为诺顿形式。试说明等效条件(参考第1章实际电源模型等效变换处理)。

2.4.2 一个有源二端网络(只含独立电压源),能否既等效成为戴维南形式又等效成为诺顿形式?若不能,则能等效成为何种形式?若此有源二端网络(只含独立电流源),则又将如何?

2.4.3 若一个有源二端网络(含独立源和电阻),其中含有受控源,则受控源该如何处理?

2.4.4 分别用戴维南定理和诺顿定理求图2.19中流过 R_5 的未知电流 I。已知 $E_1=20$ V,$E_2=10$ V,$I_S=1$ A,$R_1=5$ Ω,$R_2=6$ Ω,$R_3=10$ Ω,$R_4=5$ Ω,$R_S=1$ Ω,$R_5=8$ Ω,$R_6=12$ Ω。

2.4.5 分别用戴维南定理和诺顿定理求图2.28中的未知电流 I,$R_X=5.2$ Ω。

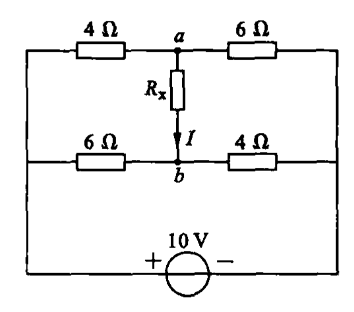


图2.28 题2.4.5图

2.5 应用举例

电路分析方法是研究电路理论的基本手段,本章所介绍电路分析方法不仅适用于直流电路,同样也适于分析交流电路;同时也是分析电子电路、机电控制及测量等的基本方法,有着广泛的实际应用价值。

本节介绍一种实际应用电路:惠斯通电桥。惠斯通电桥是一种可以精确测量电阻的仪器。图2.29所示是一个通用的惠斯通电桥。电阻 R_1、R_2、R_0、R_X 叫做电桥的四个臂,G为检流计,用以检查它所在的支路有无电流。当G无电流通过时,称电桥达到平衡。平衡时,四个臂的阻值满足一个简单的关系,利用这一关系就可测量电阻,即 $R_1R_X=R_2R_0$。测量时,选择适当的电阻作为 R_1 和 R_2,用一个可变电阻作为 R_0,令被测电阻充当 R_X,调节 R_0 使电桥平衡,从而得到 R_X 的阻值。电桥不平衡时,G的电流 I_G 也与 R_1、R_2、R_0、R_X 有关。利用

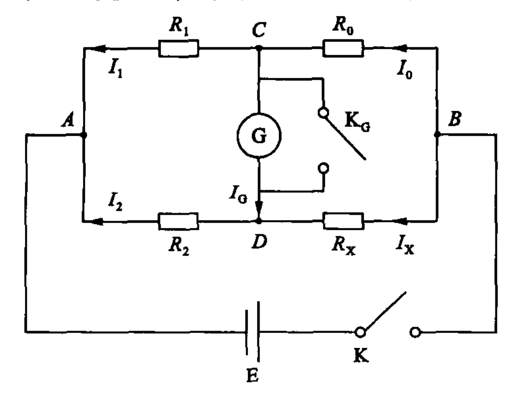


图2.29 惠斯通电桥

这一关系也可根据 I_G 及三个臂的电阻值求得第四个臂的阻值，因此不平衡电桥原则上也可测量电阻。

习 题

2.1 在图 2.30 中，试分别计算各电压源、电流源的功率。

2.2 在图 2.31 中，若电流 I 为 0，则电阻 R 的阻值应为多少？

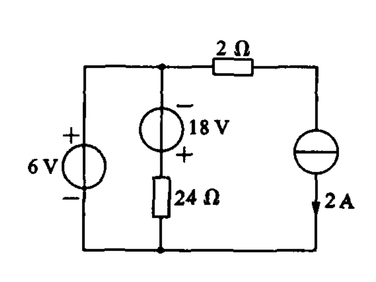


图 2.30 题 2.1

图 2.31 题 2.2

2.3 在图 2.32 中，求 U_{AB}。

2.4 在图 2.33 中，已知 $U_S=5$ V，$R_1=R_2=R_4=R_5=1$ Ω，$R_3=2$ Ω，$\mu=2$，求 U_1。

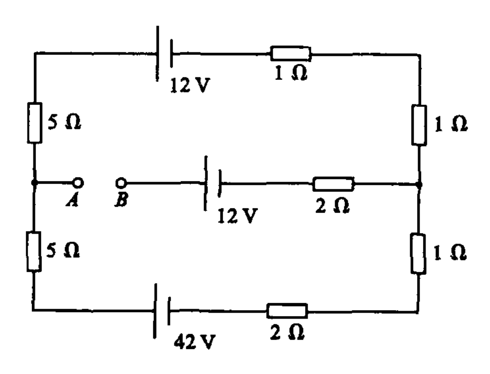


图 2.32 题 2.3

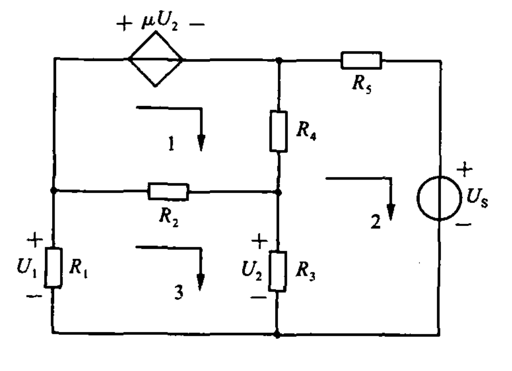


图 2.33 题 2.4

2.5 求在图 2.34 中各点之间的电压。

2.6 求图 2.35 中各未知电流。

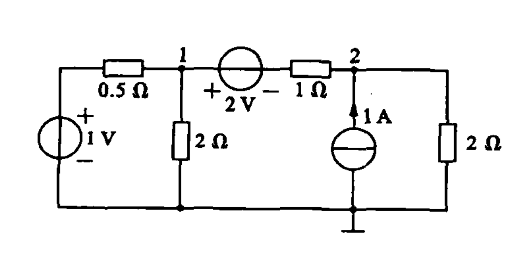


图 2.34 题 2.5

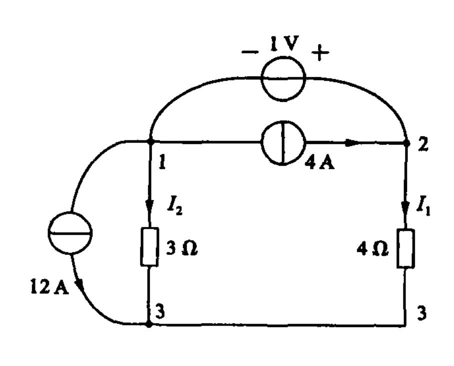


图 2.35 题 2.6

2.7 求图 2.36 中未知电流 I。

2.8 用节点电压法求图 2.37 中的电流 I。

2.9 用节点电压法求图 2.38 中的负载电压 U。

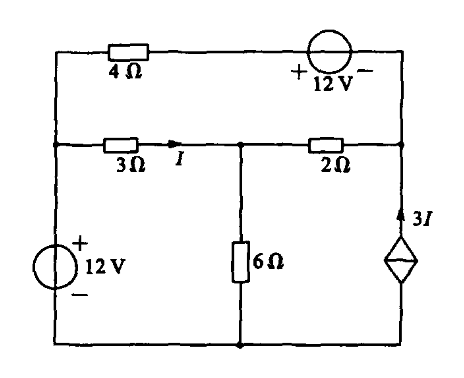


图 2.36　题 2.7

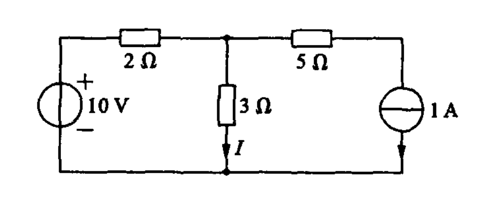


图 2.37　题 2.8

2.10　用节点电压法求图 2.39 中的电流 I 和电压 U。

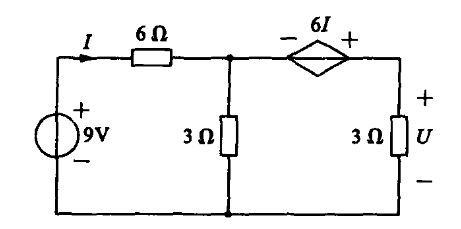


图 2.38　题 2.9

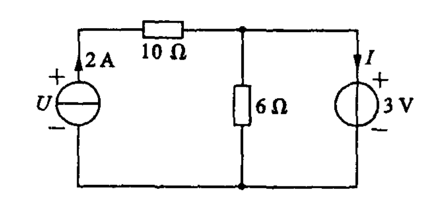


图 2.39　题 2.10

2.11　用叠加原理求图 2.40 中的电流 I。

2.12　用叠加原理求图 2.41 中的电压 U_S。

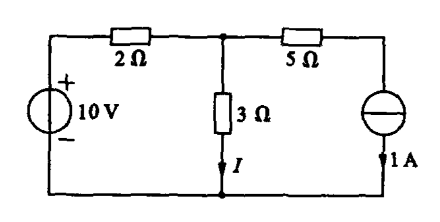


图 2.40　题 2.11

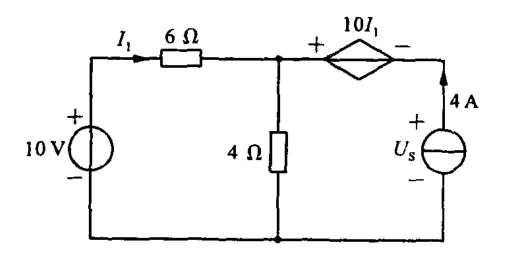


图 2.41　题 2.12

2.13　如图 2.42 所示二端网络，其开路电压 $U_{ab}=24$ V。当 a、b 间外接一阻值为 8 Ω 的电阻时，通过该电阻的电流为 2.4 A。若接成图 2.42(b)所示电路，当 $R=2.5$ Ω，$I_S=3$ A 时，流过 $R=2.5$ Ω 支路的电流为多少？

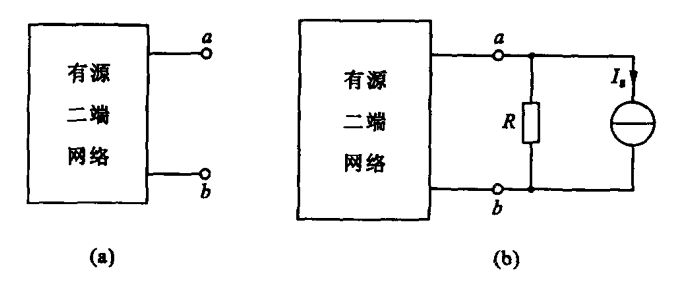


图 2.42　题 2.13

2.14　如图 2.43 所示电路中，N_0 为一无源网络。当 $U_1=1$ V，$I_2=1$ A 时，$U_3=0$ V；当 $U_1=10$ V，$I_2=0$ A 时，$U_3=1$ V。当 $U_1=0$ V，$I_2=10$ A 时，求电压 U_3。

2.15　电路如图 2.44 所示，已知 a、b 端开路时，$U_{ab}=60$ V；a、b 端短路时，短路电流为 3 A，方向由 a 到 b；当 a、b 端接上 20 Ω 电阻时，流过电阻的电流为多少？

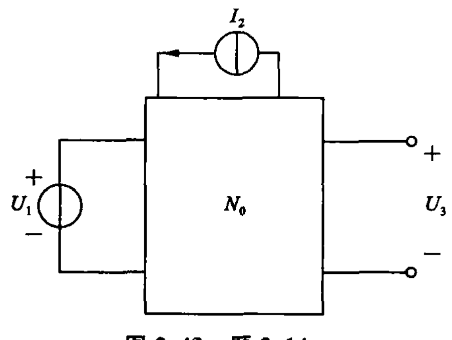


图 2.43　题 2.14

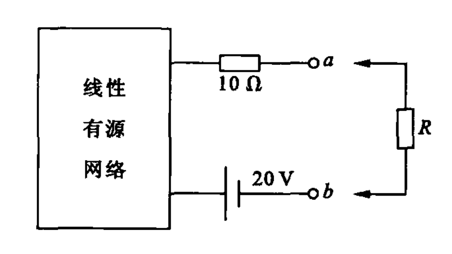


图 2.44　题 2.15

2.16　判断图 2.45 所示电路能否化成戴维南模型和诺顿模型？如能试化之，如不能说明原因。

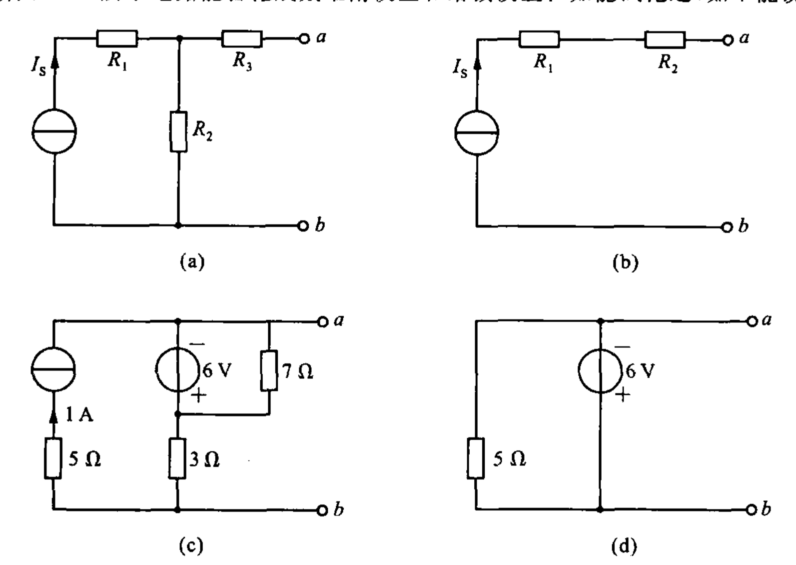


图 2.45　题 2.16

2.17　求图 2.46 所示电路的戴维南等效模型。

2.18　求图 2.47 所示电路的戴维南等效模型和诺顿等效模型。

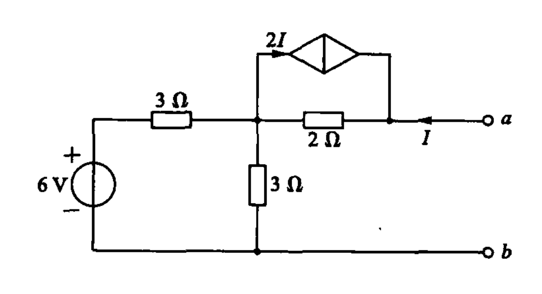


图 2.46　题 2.17

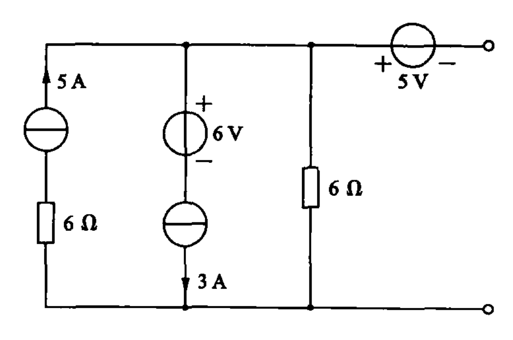


图 2.47　题 2.18

2.19　求图 2.48 所示电路的开路电压 U_{ab}。

2.20　求图 2.49 所示电路的戴维南等效模型和诺顿等效模型。

2.21　在图 2.50 所示电路中，已知 $U_{S1}=100$ V，$U_{S2}=40$ V，$R_1=4$ Ω，$R_2=2$ Ω，$R_3=5$ Ω，$R_4=10$ Ω，$R_5=8$ Ω，$R_6=2$ Ω。求流过 R_3 的电流 I_3。

2.22　求图 2.51 所示电路中的电流 I。

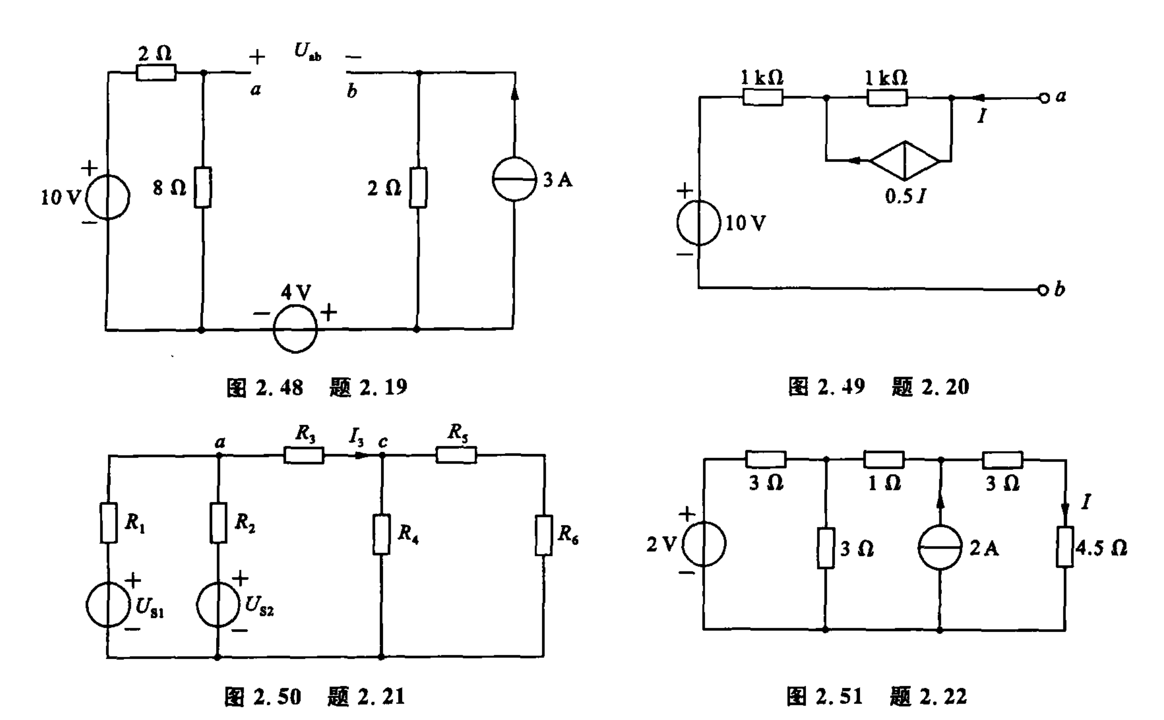


图 2.48 题 2.19

图 2.49 题 2.20

图 2.50 题 2.21

图 2.51 题 2.22

2.23 求图 2.52 所示电路中的负载电流 I。

2.24 电路如图 2.53 所示，已知 $R_1=6\ \Omega$，$R_2=0.1\ \Omega$，$\alpha=0.98$，$R_3=5\ \Omega$，$U=4.9\ \text{V}$，求 U_S。

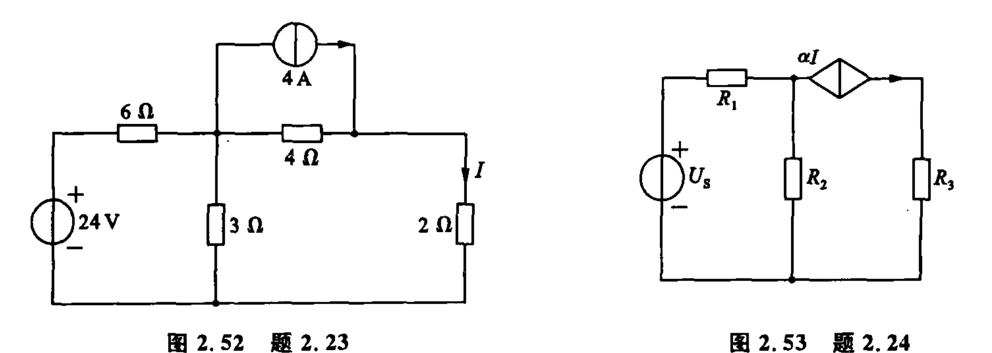


图 2.52 题 2.23

图 2.53 题 2.24

2.25 如图 2.54 所示电路，已知 $I_S=2$ mA，$E=15$ V，$R=5$ kΩ，N 是一含源网络。开关闭合时，电流表的读数为 0.5 mA，方向为从左向右。求 N 的戴维南等效电路。

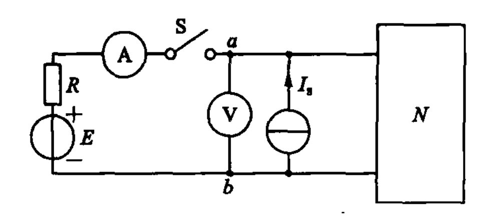


图 2.54 题 2.25

3 交流电路

内容提要

本章讲述正弦交流电路的基本概念和正弦交流电路的基本分析方法，并简单介绍了非正弦交流电路。主要内容有：正弦量的三要素，正弦量的相量表示法，单一理想元件正弦交流电路的分析，串联正弦交流电路的分析，复阻抗的串联和并联，交流电路的功率，利用相量图求解正弦交流电路，功率因数的提高，RLC电路中的谐振，三相交流电路及计算，安全用电技术，非正弦交流电路。

交流电路是电工电子技术的重点内容之一，对本章中所讨论的一些基本概念、基本理论和基本分析方法，应很好地掌握，并能应用，为后面学习模拟电子技术、电动机与电气控制技术打下理论基础。

本章重点

正弦量的相量表示法，电阻、电感、电容元件的伏安关系，复阻抗的串并联电路的分析与计算，对称三相电路的计算。

本章难点

电感、电容元件的伏安关系，复阻抗的串并联电路的分析与计算，对称三相电路的计算。

易疏忽的问题

交流电路具有用直流电路的概念无法理解和无法分析的物理现象，因此，在学习本章的时候，必须建立交流的概念，否则容易引起错误。

3.1 正弦交流电的基本概念

3.1.1 什么是正弦交流电路

所谓正弦交流电路，是指含有正弦电源(激励)，而且电路各部分所产生电压和电流的响应均按正弦规律变化的电路。交流发电机和信号源是常用的正弦电源。交流发电机所产生的电动势，是随时间按正弦规律变化的。在生产上和日常生活中所使用的交流电，一般都是指交流发电机所产生的正弦交流电。信号源所输出的正弦信号的电压，也是随时间按正弦规律变化的。交流信号常常是指信号源所输出的正弦信号。

在近代电工技术中正弦量的应用非常广泛。在强电方面,电能的产生和传输几乎都是以正弦的形式进行的。电器所用的直流电也是由正弦交流电变换而来;在弱电方面,正弦信号也是一种最常见的信号源。

正弦信号能得到广泛的应用,主要原因有:(1) 正弦电压升降变换的方法灵活、简单、经济;(2) 同频率正弦量的加、减仍为同一频率,正弦量的求导、积分,频率不变,这在技术上具有重大的意义;(3) 正弦量变化平滑,对电气设备具有良好的保护作用,非正弦周期量含有高次谐波(3.10 节中讲述),而这些高次谐波对电气设备有很大的损害。

3.1.2 正弦量的三要素

正弦电压和电流等物理量,常统称为正弦量。正弦量的主要特征表现在变化的快慢、大小及初始值三个方面,而它们分别由频率(或周期)、幅值(或有效值)和初相位来确定,所以频率、幅值和初相位就称为正弦量的三要素。只要这三个要素确定了,那么这个正弦量就确定了。

如某一正弦交流电流的数学表达式为

$$i = I_m \sin\omega t \text{ A}$$

其相应的波形如图 3.1(a)所示。

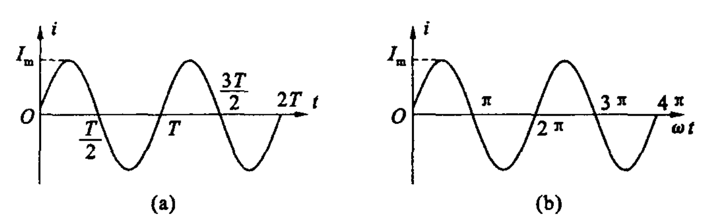


图 3.1 正弦波形

3.1.2.1 频率与周期

正弦量变化一个循环(即变化一次)所需要的时间称为**周期**。用 T 表示,单位是秒(s)。每秒内变化的次数称为**频率**,用 f 表示,单位是赫[兹](Hz),还有千赫(kHz)、兆赫(MHz)等单位。

频率是周期的倒数,即

$$f = \frac{1}{T} \tag{3.1}$$

在我国和大多数国家都采用 50 Hz 作为电力标准频率,有些国家(如美国、日本等)采用 60 Hz。这种频率在工业上应用广泛,习惯上也称为**工频**。

在其他各种不同的技术领域中使用着各种不同的频率。例如,高速电动机的频率是 150～2000 Hz;收音机中波段的频率是 530～1600 kHz,短波段的频率是 2.3～23 MHz;移动通信的频率是 900 MHz 和 1800 MHz;在无线通信中使用的频率可高达 300 GHz 等。

正弦量变化的快慢除用周期和频率表示外,还常用**角频率 ω** 来表示。因为一个周期内经历了 2π 弧度(如图 3.1(b)所示),所以角频率为

$$\omega = \frac{2\pi}{T} = 2\pi f \tag{3.2}$$

角频率的单位是弧度/秒(rad/s)。

上式表示 T、f、ω 三者之间的关系，只要知道其中之一，则其余均可求出。

3.1.2.2 *幅值与有效值*

正弦量在任一瞬间的值称为瞬时值，用小写字母来表示，如 i、u、e 分别表示电流、电压、电动势的瞬时值。瞬时值中最大的值称为**幅值**或**最大值**，用带下标 m 的大写字母来表示，如 I_m、U_m、E_m 分别表示电流、电压、电动势的幅值。

正弦量的大小常用**有效值**来表示，有效值是由电流的热效应来规定的。如果一个周期性变化的电流 i 通过电阻 R 在一个周期内产生的热量，与一个直流电流 I 通过同样大小的电阻在相等的时间内产生的热量相等，那么这个周期性变化的电流 i 的有效值在数值上就等于这个直流电流 I。

根据以上所述可得

$$\int_0^T i^2 R\mathrm{d}t = I^2 RT$$

由此可得出周期电流的有效值为

$$I = \sqrt{\frac{1}{T}\int_0^T i^2 \mathrm{d}t} \tag{3.3}$$

由上式可知，周期电流的有效值等于其瞬时值的平方在一个周期内的平均值的平方根，故**有效值**又称为**方均根值**。此式适用于包括正弦量在内的所有周期性变化的量，但不能用于非周期量。

当周期电流为正弦量 $i=I_m\sin\omega t$ 时

$$\begin{aligned} I &= \sqrt{\frac{1}{T}\int_0^T I_m^2 \sin^2\omega t\,\mathrm{d}t} = \sqrt{\frac{I_m^2}{T}\int_0^T \frac{1-\cos 2\omega t}{2}\mathrm{d}t} \\ &= I_m\sqrt{\frac{1}{T}\left(\int_0^T \frac{1}{2}\mathrm{d}t - \int_0^T \frac{1}{2}\cos 2\omega t\,\mathrm{d}t\right)} = \frac{I_m}{\sqrt{2}} \end{aligned} \tag{3.4}$$

这就是正弦交流电流的有效值 I 与其幅值 I_m 之间的关系式。

同理可得正弦交流电动势和电压的有效值

$$\begin{aligned} E &= \frac{E_m}{\sqrt{2}} \\ U &= \frac{U_m}{\sqrt{2}} \end{aligned} \tag{3.5}$$

按照规定，有效值都用大写字母表示，和表示直流的字母一样。

一般所讲的正弦电压或电流的大小都是指它的有效值，如交流电压为 220 V，是指它的有效值为 220 V。**一般交流电流表和交流电压表的读数都是有效值。**

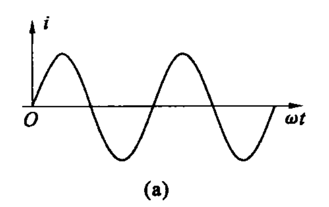
3.1.2.3 *初相位*

正弦量是随时间连续变化的，要研究它就必须选择一个时间的起点（$t=0$）。时间起点不同，正弦量的初始值（即 $t=0$ 时的值）就不同。如图 3.2 所示，若选择的时间起点为图 3.2(a)所示，则其初始值为零，其数学表达式为

$$i = I_m\sin\omega t \tag{3.6}$$

若选择的时间起点如图 3.2(b)所示，则其数学表达式为

$$i = I_m\sin(\omega t + \psi) \tag{3.7}$$



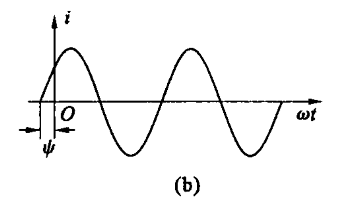


图 3.2 初相位的概念

初始值 $i_0 = I_m \sin\psi \neq 0$。

上两式中的角度 ωt 和 $(\omega t + \psi)$ 称为正弦量的**相位角**或**相位**，它反映出正弦量变化的进程。当相位角随时间连续变化时，正弦量的瞬时值随之作连续变化。

$t=0$ 时的相位角称为**初相位角**或**初相位**。式(3.6)的初相位为零；式(3.7)的初相位为 ψ。因此，选择的时间起点不同，正弦量的初相位不同，其初始值也就不同。

在一个正弦交流电路中，电压 u 和电流 i 的频率是相同的，但初相位不一定相同。

如图 3.3 所示。图中 u 和 i 是两个同频率的正弦量，它们的初相位分别为 ψ_1 和 ψ_2。它们可用下式表示

$$\begin{cases} u = U_m \sin(\omega t + \psi_1) \\ i = I_m \sin(\omega t + \psi_2) \end{cases}$$

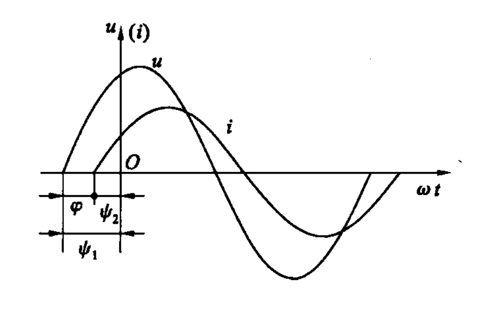


图 3.3 u 和 i 的初相位不同

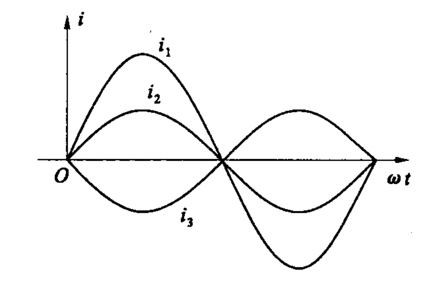


图 3.4 同相与反相

两个同频率正弦量的相位角之差或初相位角之差，称为**相位差**，用 φ 表示。上述 u 和 i 的相位差为

$$\varphi = (\omega t + \psi_1) - (\omega t + \psi_2) = \psi_1 - \psi_2 \tag{3.8}$$

当改变这两个同频率正弦量的计时起点时，它们的相位与初相位将随之改变，但这两者之间的相位差是不会改变的。

因为 u 和 i 的初相位不同(不同相)，所以它们的变化步调是不一致的，即不是同时到达正的幅值或零值。在图 3.3 中，因为 $\psi_1 > \psi_2$，所以 u 较 i 先到达正的幅值。这时，在相位上 u 比 i 超前 φ 角，或 i 比 u 滞后 φ 角。

如果两个同频率的正弦量具有相同的初相位，即相位差 $\varphi = 0°$，则二者同相(相位相同)。如图 3.4 中的 i_1 和 i_2 同相；若两者的相位差 $\varphi = 180°$，则二者反相(相位相反)。如图 3.4 中的 i_1 与 i_3 反相。

【例 3.1】 已知正弦电压 $u = 311\sin\left(314t + \frac{\pi}{4}\right)$ V：(1) 试指出它的频率、周期、角频率、幅值、有效值与初相位各为多少？(2) 画出其波形图。

【解】 (1) 由题可知

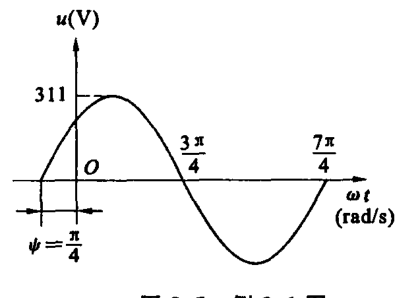


图 3.5 例 3.1 图

角频率 $\omega=314$ rad/s，幅值 $U_m=311$ V，初相位 $\psi=\frac{\pi}{4}$，则

频率 $f=\frac{\omega}{2\pi}=\frac{314}{2\times3.14}=50$ Hz

周期 $T=\frac{1}{f}=\frac{1}{50}=0.02$ s

有效值 $U=\frac{U_m}{\sqrt{2}}=\frac{311}{\sqrt{2}}=220$ V

(2) 波形图示于图 3.5 中。

【例 3.2】 已知 $u_1=10\sqrt{2}\sin(100\pi t+30°)$ V，$u_2=20\sqrt{2}\sin(100\pi t-45°)$ V，$u_3=15\sqrt{2}\sin(200\pi t-15°)$ V。试求 u_1、u_2 和 u_3 的相位差，并指出谁超前、谁滞后？

【解】 因 u_1 与 u_2 是同频率的正弦量，所以 u_1 与 u_2 的相位差为 $\varphi=30°-(-45°)=75°$，即 u_1 在相位上超前 u_2 75°，或 u_2 在相位上滞后 u_1 75°。

因 u_3 与 u_1 和 u_2 频率不同，因此不能进行比较。

思考与练习

3.1.1 已知 $i=100\sin\left(6280t-\frac{\pi}{4}\right)$ mA，(1) 试指出它的频率、周期、角频率、幅值、有效值及初相位各为多少？(2) 画出波形图。

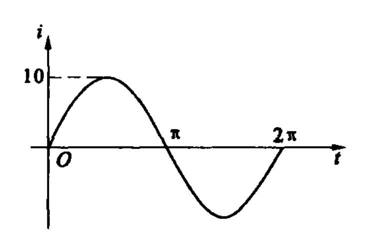


图 3.6 题 3.1.5 图

3.1.2 已知 $u_1=5\sqrt{2}\sin(3140t-30°)$ V，$u_2=8\sqrt{2}\sin(3140t+45°)$ V，试求 u_1 与 u_2 的相位差，并判断谁超前、谁滞后。

3.1.3 已知某正弦电压在 $t=0$ 时为 $u=220$ V，其初相位为 45°，试问它的幅值和有效值各为多少？

3.1.4 设 $i=100\sin\left(\omega t-\frac{\pi}{4}\right)$ mA，试求在下列情况下的电流瞬时值：(1) $f=1000$ Hz，$t=0.375$ ms；(2) $\omega t=1.25\pi\cdot$ rad；(3) $\omega t=90°$；(4) $t=\frac{T}{4}$。

3.1.5 设 $i=10\sqrt{2}\sin(\omega t-45°)$ mA，请改正图 3.6 所示的图形。

3.2 正弦量的相量表示法

分析正弦交流电路，就会遇到正弦量的计算问题。本节介绍的正弦量的相量(复数)表示法，可以将三角函数的有关运算变为复数的运算，从而使正弦交流电路的计算尤为简化。所以，正弦量的相量表示法是分析计算正弦交流电路的重要工具，应很好掌握。

由上节可知，一个正弦量具有频率、幅值和初相位这三个要素。因此，正弦量的任何一种数学表示方法都要以能否表示出这三个要素为标准。

正弦量的表示方法有四种，前面我们已经介绍了两种。

(1) 三角函数式

如 $i=I_m\sin(\omega t+\psi)$，它能将正弦量的三个要素表示出来。三角函数式是正弦量的基本表示法。但是三角函数式的加、减、乘、除等运算比较繁琐。

(2) 正弦波形图

如图 3.1 所示的波形图，能形象地将正弦量的三要素表示出来。很显然，用波形去进行有关计算是不现实的。

所以我们引出另外一种表示形式：相量表示法。它的基础是复数。

3.2.1　复数表示形式及运算

设有一正弦电压 $u=U_m\sin(\omega t+\psi)$，其波形如图 3.7 右边所示，左边是一旋转有向线段 A 在直角坐标系中。有向线段 A 的长度就是正弦量的幅值，它的初始位置（即 $t=0$ 时的位置）与横轴正方向间的夹角等于正弦量的初相位 ψ，并以正弦量的角频率 ω 沿逆时针方向旋转。可见，这一旋转矢量表示出了正弦量的三要素，所以它是一种正弦量的表示方法。该旋转矢量在纵轴上的投影就是正弦量的瞬时值。例如：$t=0$ 时，$u_0=U_m\sin\psi$；在 $t=t_1$ 时，$u_1=U_m\sin(\omega t_1+\psi)$。

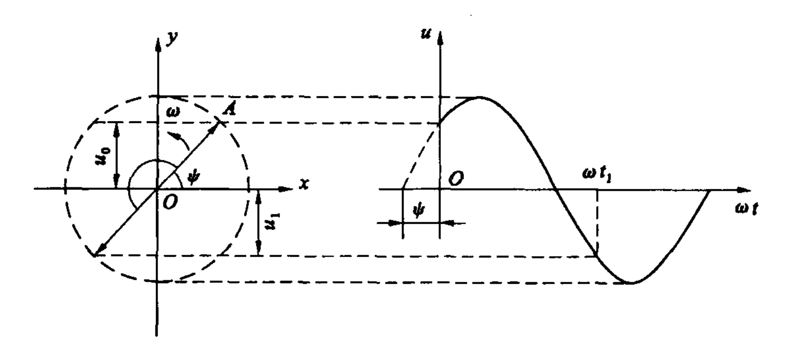


图 3.7　用旋转矢量表示正弦量

既然正弦量可以用旋转矢量表示，而矢量又可以用复数表示，所以正弦量也可以用复数表示。

只要我们把用来表示正弦量的矢量 U_m 画在复平面的直角坐标系中，此直角坐标系的横轴为实轴，用以表示复数的实部，以 +1 为单位；纵轴为虚轴，用以表示复数的虚部，以 +j 为单位。由实轴与虚轴这个直角坐标系构成的平面称为复平面。如图 3.8 所示，有向线段 A 可表示为：

$$A=a+\mathrm{j}b \quad （复数的直角坐标式） \tag{3.9}$$

图 3.8　正弦量的复数表示

$r=\sqrt{a^2+b^2}$ 是复数的大小，称为复数的模；

$\psi=\arctan\dfrac{b}{a}$ 是复数与实轴正方向的夹角，称为复数的辐角。

因为

$$a=r\cos\psi,\quad b=r\sin\psi$$

所以

$$A=a+\mathrm{j}b=r\cos\psi+\mathrm{j}r\sin\psi=r(\cos\psi+\mathrm{j}\sin\psi)$$

（复数的直角坐标式）　　(3.10)

根据欧拉公式

$$\cos\psi = \frac{e^{j\psi} + e^{-j\psi}}{2} \quad 和 \quad \sin\psi = \frac{e^{j\psi} - e^{-j\psi}}{2j}$$

则

$$A = r(\cos\psi + j\sin\psi) = r\left(\frac{e^{j\psi} + e^{-j\psi}}{2} + j\,\frac{e^{j\psi} - e^{-j\psi}}{2j}\right) = re^{j\psi}$$

（复数的指数式）　　(3.11)

或

$$A = r \angle\psi \quad （复数的极坐标式） \qquad (3.12)$$

复数的直角坐标式、指数式和极坐标式三者之间可以互相转换。在进行复数的加减运算时，可用直角坐标式；进行乘除运算时，可用指数式或极坐标式。

下面，将复数的有关运算作些简单介绍。

3.2.1.1　加减运算

复数的加减运算用复数的直角坐标式比较方便，运算时实部与实部相加减，虚部与虚部相加减。例如有两个复数

$$A_1 = a_1 + jb_1 \qquad A_2 = a_2 + jb_2$$

则

$$A_1 \pm A_2 = (a_1 \pm a_2) + j(b_1 \pm b_2) \qquad (3.13)$$

3.2.1.2　乘除运算

复数的乘除运算用复数的指数式或极坐标式比较方便，相乘时，复模相乘，辐角相加；相除时，复模相除，辐角相减。

例如有两个复数

$$A_1 = r_1 e^{j\psi_1} = r_1\angle\psi_1; \quad A_2 = r_2 e^{j\psi_2} = r_2\angle\psi_2$$

则

$$A_1 \cdot A_2 = r_1 e^{j\psi_1} \cdot r_2 e^{j\psi_2} = r_1 \cdot r_2 e^{j(\psi_1+\psi_2)}$$

或

$$r_1\angle\psi_1 \cdot r_2\angle\psi_2 = r_1 \cdot r_2 \angle(\psi_1 + \psi_2)$$

$$\frac{A_1}{A_2} = \frac{r_1 e^{j\psi_1}}{r_2 e^{j\psi_2}} = \frac{r_1}{r_2} e^{j(\psi_1-\psi_2)}$$

或

$$\frac{A_1}{A_2} = \frac{r_1\angle\psi_1}{r_2\angle\psi_2} = \frac{r_1}{r_2}\angle(\psi_1 - \psi_2)$$

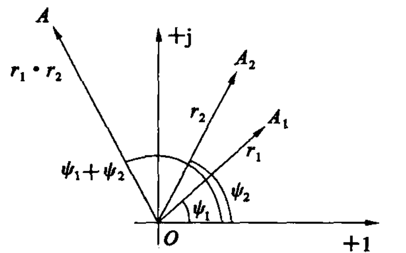


图 3.9　复数相乘的意义

由上面复数相乘的运算结果可知，若用复数 $A_2 = r_2 e^{j\psi_2}$ 去乘以复数 $A_1 = r_1 e^{j\psi_1}$，其结果是将复数 A_1 的模 r_1 扩大 r_2 倍（即 $r_1 \cdot r_2$），并将相量 A_1 沿逆时针方向旋转了 ψ_2 角度，从而得到了一个新的复数 $A = r_1 \cdot r_2 e^{j(\psi_1+\psi_2)}$。如图 3.9 所示。

【例 3.3】 已知 $A_1 = 2 + j2$，$A_2 = 6 - j8$，(1) 试将它们转换为指数式和极坐标式；(2) 求 $A_1 + A_2$，$A_1 \cdot A_2$。

【解】 (1) $A_1 = 2 + j2 = 2\sqrt{2}e^{j45^\circ} = 2\sqrt{2}\angle 45^\circ$

$A_2 = 6 - j8 = 10e^{-j53^\circ} = 10\angle -53^\circ$

(2) $A_1 + A_2 = (2 + j2) + (6 - j8) = 8 - j6$

$$A_1 \cdot A_2 = 2\sqrt{2}\angle 45^\circ \times 10\angle -53^\circ = 20\sqrt{2}\angle -8^\circ$$

3.2.2 正弦量的相量表示法

由上可知，我们就可以用复数来表示正弦量了。为了与一般的复数相区别，我们把表示正弦量的复数称为相量，并在大写字母上打"·"(如 $\dot{U}_m$)。因 $\dot{U}_m$ 在实轴上的投影为 a，在虚轴上的投影为 b，则

$$\dot{U}_m = a + jb$$

由图 3.8 可知，复数的模 $U_m = \sqrt{a^2+b^2}$，因 U_m 是正弦量的幅值，所以 $\dot{U}_m$ 称为电压的幅值相量。

相量 $\dot{U}_m$ 与实轴正方向间的夹角 $\psi = \arctan\dfrac{b}{a}$。

由以上正弦量的复数表达式可以看出，复数只能用它的模和辐角来表示正弦量的幅值(或有效值)和初相位这两个要素。那么正弦量的频率如何表示呢？这一点必须加以说明。因为在同一个正弦交流电路中，电动势、电压和电流均为同频率的正弦量，即频率是已知或特定的，可以不必考虑，只要求出正弦量的幅值(或有效值)和初相位即可。基于此，我们可以用相量表示正弦量。但必须注意，**相量只是表示正弦量的一种数学工具，相量并不等于正弦量。**

我们可以把同一电路中的若干个同频率的正弦量，以相量的形式画在复平面的同一个直角坐标系中，这就是**相量图**。相量图中的每一条有向线段都表示一个正弦量，有向线段的长度表示正弦量的大小(一般都用有效值)，有向线段与横轴正方向间的夹角表示正弦量的初相位。因此，在相量图上能形象地看出各个正弦量的大小和相互间的相位关系。例如，有两个同频率的正弦量

$$u = U_m \sin(\omega t + \psi_1)$$
$$i = I_m \sin(\omega t + \psi_2)$$

并已知

$$\psi_1 > \psi_2$$

则它们的相量图如图 3.10 所示。从相量图可清楚地看出，电压相量 $\dot{U}$ 超前电流相量 $\dot{I}$ φ 角($\varphi = \psi_1 - \psi_2$)。

必须注意：相量只能用来表示正弦周期量，而不能用来表示非正弦周期量；只有同频率的正弦量才能画在同一个相量图上，不同频率的正弦量不能画在同一个相量图上，否则就无法进行比较和计算。

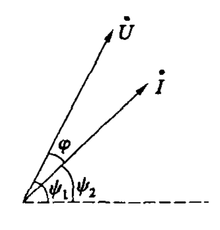


图 3.10 相量图

在图 3.11 中，若用模为 1 的相量 $e^{j\alpha}$ 去乘相量 $\dot{A} = Ae^{j\psi}$，则得

$$\dot{A} \cdot e^{j\alpha} = Ae^{j\psi} \cdot e^{j\alpha} = Ae^{j(\psi+\alpha)} = \dot{B} \tag{3.14}$$

相乘的结果是得到了一个新的相量 $\dot{B}$，$\dot{B}$ 的模与 $\dot{A}$ 的模相等，$\dot{B}$ 的辐角为($\psi+\alpha$)。可见一个相量乘以 $e^{j\alpha}$ 后，即相当于把这个相量逆时针方向向前旋转 α 角，所得到的新相量 $\dot{B}$ 比原相量 $\dot{A}$ 超前了 α 角。

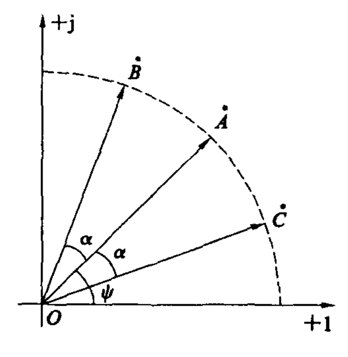


图 3.11 相量的超前与滞后

同理，若以 $e^{-j\alpha}$ 去乘相量 $\dot{A}$，则得到新的相量 $\dot{C}=Ae^{j(\psi-\alpha)}$，即相当于把原相量 $\dot{A}$ 顺时针方向向后旋转 α 角，所得新相量 $\dot{C}$ 比原相量 $\dot{A}$ 滞后了 α 角。

当 $\alpha=\pm 90^\circ$ 时，则

$$e^{\pm j90^\circ}=\cos 90^\circ \pm j\sin 90^\circ=\pm j \tag{3.15}$$

因此，任意一个相量乘以 +j（即 e^{j90°），即是将此相量向前旋转 90°；乘以 −j（即 e^{-j90°），即是将此相量向后旋转 90°。所以我们称**"j"为旋转 90°算子**。

显然，如将实轴的单位相量 +1 乘以算子 +j，则该单位相量 +1 即向前旋转 90°变为虚轴的单位相量 +j；如将虚轴的单位相量 +j 乘以算子 +j，则它也要向前旋转 90°，变为实轴的单位相量 −1，则有

$$(+j)(+j)=j^2=-1$$

所以 $j=\sqrt{-1}$，它就是复数中的虚数单位。

至此，我们介绍了正弦量的三种不同的数学表示方法，即三角函数式（也叫瞬时值表达式）、波形图和相量表示法。这三种方法之间可以互相转换，知道其中任意一种表示方法，便可求出另外的两种表示方法。这三种表示方法中，应重点掌握三角函数式和相量表示法。因三角函数式是正弦量的基本表示法，相量表示法是分析计算正弦交流电路最常用的方法。

【例 3.4】 已知 $\dot{U}=-6-j8$ V 和 $\dot{I}=4-j3$ A 为电路中某一元件的端电压和电流相量，试写出它们的瞬时值表达式，作出相量图并比较它们的相位关系。

【解】 因为 $\dot{U}=-6-j8=\sqrt{(-6)^2+(-8)^2}\angle\arctan\dfrac{-8}{-6}$

$$=10\angle(-180^\circ+53.1^\circ)$$

$$=10\angle-126.9^\circ\text{（为第三象限的角）}$$

正弦量的初相位一般用小于 180°的角表示。所以

$$u=10\sqrt{2}\sin(\omega t-126.9^\circ)\ \text{V}$$

因为 $$\dot{I}=4-j3=\sqrt{4^2+(-3)^2}\angle\arctan\frac{-3}{4}=5\angle-36.9^\circ$$

所以 $$i=5\sqrt{2}\sin(\omega t-36.9^\circ)$$

相量图如图 3.12 所示。

电流与电压的相位差为 $\varphi=-36.9^\circ-(-126.9^\circ)=90^\circ$。

即电流在相位上超前电压 90°，或电压在相位上滞后电流 90°。

【例 3.5】 已知两正弦电流 $i_1=8\sin(\omega t+60^\circ)$ A，$i_2=6\sin(\omega t-30^\circ)$ A，试分别用相量作图法和复数计算电流 $i=i_1+i_2$。

【解】 i_1 和 i_2 的幅值相量分别为

$$\dot{I}_{1m}=8e^{j60^\circ}=8(\cos 60^\circ+j\sin 60^\circ)=4+j4\sqrt{3}$$

$$\dot{I}_{2m}=6e^{-j30^\circ}=6[\cos(-30^\circ)+j\sin(-30^\circ)]=3\sqrt{3}-j3$$

用相量作图法求解，相量图如图 3.13 所示。

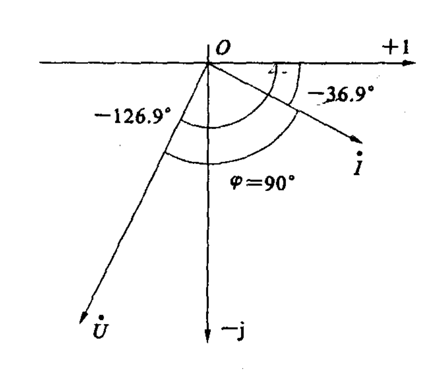


图 3.12 例 3.4 的相量图

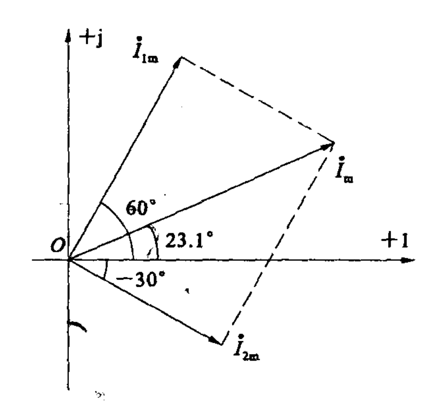


图 3.13 例 3.5 的相量图

利用平行四边形法则可求得

$$I_m = \sqrt{I_{1m}^2 + I_{2m}^2} = \sqrt{8^2 + 6^2} = 10 \text{ A}$$

$$\psi = \arctan\frac{I_{1m}}{I_{2m}} - 30° = \arctan\frac{8}{6} - 30° = 53.1° - 30° = 23.1°$$

所以 $$i = i_1 + i_2 = 10\sin(\omega t + 23.1°) \text{ A}$$

用复数计算

$$\dot{I}_m = \dot{I}_{1m} + \dot{I}_{2m} = (4 + j4\sqrt{3}) + (3\sqrt{3} - j3) = 9.20 + j3.93 = 10\angle 23.1° \text{ A}$$

所以

$$i = i_1 + i_2 = 10\sin(\omega t + 23.1°) \text{ A}$$

思考与练习

3.2.1 已知复数 $A=-8+j6$ 和 $B=3+j4$，试求 $A+B$，$A-B$，AB，A/B。

3.2.2 已知相量 $\dot{I}_1=(2\sqrt{3}+j2)$ A，$\dot{I}_2=(-2\sqrt{3}+j2)$ A，$\dot{I}_3=(-2\sqrt{3}-j2)$ A，$\dot{I}_4=(2\sqrt{3}-j2)$ A，试把它们化为极坐标式，并写出 i_1、i_2、i_3 和 i_4 的瞬时值表达式。

3.2.3 已知电流 $i_1=100\sin(\omega t+45°)$ A，$i_2=60\sin(\omega t-30°)$ A，试用复数计算 $i=i_1+i_2$。

3.2.4 指出下列各式的错误。

(1) $i=10\sin(\omega t+45°)=10e^{j45°}$ A；

(2) $\dot{I}=10e^{j45°}=10\sqrt{2}\sin(\omega t+45°)$ A；

(3) $I=10e^{j45°}$ A；

(4) $\dot{I}=10e^{45°}$ A。

3.2.5 写出下列各正弦电压的相量（用直角坐标式表示）。

(1) $u=5\sqrt{2}\sin 314t$ V

(2) $u=5\sqrt{2}\sin(314t+90°)$ V

(3) $u=5\sqrt{2}\sin(314t-90°)$ V

(4) $u=5\sqrt{2}\sin(314t+150°)$ V

(5) $u=5\sqrt{2}\sin(314t-150°)$ V

3.3 单一理想元件正弦交流电路的分析

分析正弦交流电路，就是确定电路中电压与电流之间的关系（大小和相位），并讨论电路中能量的转换和功率问题。掌握单一理想元件（电阻、电感或电容）电路中电压与电流之间的关系，是分析正弦交流电路的基础，因为正弦交流电路是由单一理想元件组合而成的。

3.3.1 理想电阻元件的交流电路

图 3.14(a)是一个理想线性电阻元件的交流电路。电压和电流的参考方向如图所示。两者的关系由欧姆定律确定，即

$$u = Ri$$

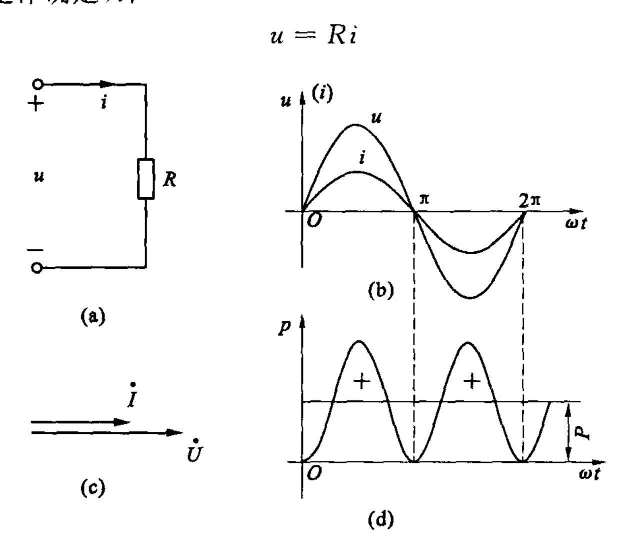


图 3.14 电阻元件的交流电路

(a) 电路图；(b) 电压与电流的正弦波形；(c) 电压与电流的相量图；(d) 功率波形

为了分析方便起见，选择电流经过零值并将向正值增加的瞬间作为计时起点，即设

$$i = I_m \sin\omega t$$

为参考正弦量，则

$$u = Ri = RI_m \sin\omega t = U_m \sin\omega t \tag{3.16}$$

也是一个同频率的正弦量。

比较上面两式即可看出，**在电阻元件的交流电路中，电流和电压是同相的（相位差 φ 为 0）**。表示电压和电流的正弦波如图 3.14(b)所示。

在式(3.16)中　　$U_m = RI_m$

或

$$\frac{U_m}{I_m} = \frac{U}{I} = R \tag{3.17}$$

由此可知，在电阻元件电路中，电压的幅值（或有效值）与电流的幅值（或有效值）之比，就是电阻 R。

如用相量表示电压与电流的关系，则为

$$\dot{U} = Ue^{j0^\circ} \qquad \dot{I} = Ie^{j0^\circ}$$

$$\frac{\dot{U}}{\dot{I}} = \frac{U}{I}e^{j0^\circ} = R$$

或

$$\dot{U} = R\dot{I} \tag{3.18}$$

此即欧姆定律的相量表示式。电压和电流的相量图如图 3.14(c)所示。

知道了电压与电流的变化规律和相互关系后，便可计算出电路中的功率。在任意瞬间，电压瞬时值 u 与电流瞬时值 i 的乘积，称为**瞬时功率**，用小写字母 p 表示，即

$$p = p_R = ui = U_m I_m \sin^2\omega t = \frac{U_m I_m}{2}(1-\cos2\omega t) = UI(1-\cos2\omega t) \tag{3.19}$$

由式(3.19)可见，p 是由两部分组成的，第一部分是常数 UI，第二部分是幅值为 UI，并以 2ω 的角频率随时间而变化的交变量 $UI\cos2\omega t$。p 随时间而变化的波形如图 3.14(d)所示。

由于在电阻元件的交流电路中 u 与 i 同相，它们同时为正，同时为负，所以瞬时功率总是正值，即 $p>0$。瞬时功率为正，表示外电路从电源取用能量。在这里就是电阻元件从电源取用电能而转换为热能。一个周期内电路消耗电能的平均速度，即瞬时功率的平均值，称为平均功率。在电阻元件电路中，平均功率为

$$P = \frac{1}{T}\int_0^T p\mathrm{d}t = \frac{1}{T}\int_0^T UI(1-\cos2\omega t)\mathrm{d}t = UI = RI^2 = \frac{U^2}{R} \tag{3.20}$$

【例 3.6】 把一个阻值为 50 Ω 的电阻接在频率 $f=50$ Hz，幅值为 31.1 V 的交流电压上，问电流有多大？若把频率 f 增加到 500 Hz，电压的幅值不变，电流将如何变化？

【解】 因为电阻的阻值与频率无关，所以在电压的幅值不变的情况下，电流是不会改变的。

$$U_m = 31.1\ \text{V} \Longleftrightarrow U = 22\ \text{V}$$

故

$$I=\frac{U}{R}=\frac{22\ \text{V}}{50\ \Omega}=0.44\ \text{A}$$

3.3.2 理想电感元件的交流电路

图 3.15(a)是一个线性电感元件的交流电路。

当电感线圈中通过交流电流 i 时，其中产生自感电动势 e_L。设电流 i，电动势 e_L 和电压 u 的参考方向如图 3.15(a)所示。根据基尔霍夫电压定律，得

$$u = -e_L = L\frac{\mathrm{d}i}{\mathrm{d}t}$$

设电流为参考正弦量，即 $i=I_m\sin\omega t$，则

$$\begin{aligned} u &= L\frac{\mathrm{d}(I_m\sin\omega t)}{\mathrm{d}t} = \omega LI_m\cos\omega t = \omega LI_m\sin(\omega t+90^\circ) \\ &= U_m\sin(\omega t+90^\circ) \end{aligned} \tag{3.21}$$

也是一个同频率的正弦量。

比较上面两式可知，**在电感元件电路中，在相位上电流比电压滞后 90°(即相位差 $\varphi=+90^\circ$)**。

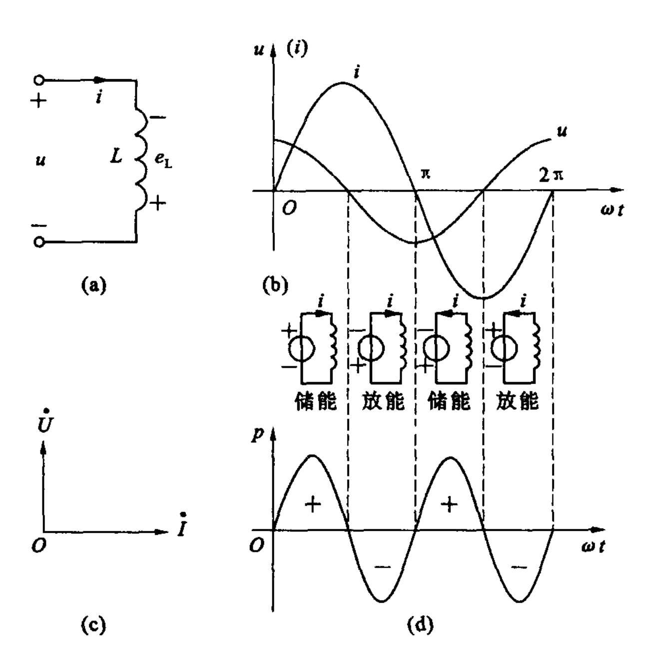


图 3.15　电感元件的交流电路

(a) 电路图;(b) 电压与电流的正弦波形;(c) 电压与电流的相量图;(d) 功率波形

表示电压 u 和电流 i 的正弦波形如图 3.15(b)所示。

在式(3.21)中

$$U_m = \omega L I_m$$

或

$$\frac{U_m}{I_m} = \frac{U}{I} = \omega L \tag{3.22}$$

由此可知,在电感元件电路中,电压的幅值(或有效值)与电流的幅值(或有效值)之比值为 ωL。显然,它的单位为欧姆。当电压 U 一定时,ωL 愈大,则电流 I 愈小。可见它具有对交流电流起阻碍作用的物理性质,所以称为**感抗**,用 X_L 表示,即

$$X_L = \omega L = 2\pi f L \tag{3.23}$$

感抗 X_L 与电感 L、频率 f 成正比。因此,电感线圈对高频电流的阻碍作用很大,而对直流则可视作短路,即对直流来讲,$X_L=0$(注意,不是 $L=0$,而是 $f=0$)。

当 U 和 L 一定时,X_L 和 I 同 f 的关系如图 3.16 所示。

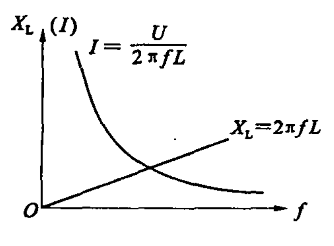


图 3.16　X_L 和 I 同 f 的关系

应该注意,感抗只是电压与电流的幅值或有效值之比,而不是它们的瞬间值之比,即 $\frac{u}{i} \neq X_L$。因为这与上述电阻电路不一样。在这里电压与电流之间成导数的关系,而不是成正比关系。

如设电压为 $u=U_m\sin\omega t$,则电流应为 $i=\frac{U_m}{X_L}\sin(\omega t-90°)=I_m\sin(\omega t-90°)$。因此,在分析与计算交流电路时,以电压或电流作为参考量都可以,它们之间的关系(大小和相位差)是一样的。

如果电压相量 $\dot{U}=U\mathrm{e}^{\mathrm{j}90^\circ}$，电流相量 $\dot{I}=I\mathrm{e}^{\mathrm{j}0^\circ}$，则有

$$\frac{\dot{U}}{\dot{I}}=\frac{U}{I}\mathrm{e}^{\mathrm{j}90^\circ}=\mathrm{j}X_{\mathrm{L}}$$

或

$$\dot{U}=\mathrm{j}X_{\mathrm{L}}\dot{I}=\mathrm{j}\omega L\dot{I} \tag{3.24}$$

式(3.24)表示电压的有效值等于电流的有效值与感抗的乘积，在相位上电压比电流超前 90°。因电流相量 $\dot{I}$ 乘上算子+j 后，即向前(逆时针方向)旋转 90°。电压和电流的相量图如图 3.15(c)所示。

知道电压 u 和电流 i 的变化规律和相互关系后，便可找出瞬时功率的变化规律，即

$$\begin{aligned}p=p_{\mathrm{L}}=ui&=U_{\mathrm{m}}I_{\mathrm{m}}\sin\omega t\sin(\omega t+90^\circ)=U_{\mathrm{m}}I_{\mathrm{m}}\sin\omega t\cos\omega t\\&=\frac{U_{\mathrm{m}}I_{\mathrm{m}}}{2}\sin2\omega t=UI\sin2\omega t\end{aligned} \tag{3.25}$$

由上式可见，p 是一个幅值为 UI，并以 2ω 的角频率随时间而变化的交变量，其变化波形如图 3.15(d)所示。

在第一个和第三个 1/4 周期内，p 是正的(u 和 i 正负相同)；第二个和第四个 1/4 周期内，p 是负的(u 和 i 一正一负)。瞬时功率的正负可以这样来理解：当瞬时功率为正值时，电感元件处于受电状态，它从电源取用电能；当瞬时功率为负值时，电感元件处于供电状态，它把电能归还电源。

在电感元件电路中，平均功率 $P=\frac{1}{T}\int_0^T p\mathrm{d}t=\frac{1}{T}\int_0^T UI\sin2\omega t\mathrm{d}t=0$。从图 3.15(d) 的功率波形图容易看出，$p$ 的平均值为零。

从上述可知，在电感元件的交流电路中，没有能量消耗，只有电源与电感元件之间的能量互换。这种能量互换的规模，用无功功率 Q 来衡量。这里规定无功功率等于瞬时功率 p_{L} 的幅值，即

$$Q=UI=I^2X_{\mathrm{L}} \tag{3.26}$$

它并不等于单位时间内互换了多少能量。无功功率的单位是乏(var)或千乏(kvar)。

应当指出，电感元件和后面将要讲的电容元件都是储能元件，它们与电源间进行能量互换是工作所需。这对电源来说，也是一种负担。但对储能元件本身来说，没有消耗能量，故将往返于电源与储能元件之间的功率命名为无功功率。因此，平均功率也可称为有功功率。

【例 3.7】 把一个 0.1 H 的电感元件接到频率为 50 Hz，电压有效值为 10 V 的正弦电源上，问电流是多少？保持电压值不变，而电源频率改变为 5000 Hz，这时电流将为多少？

【解】 当 $f=50$ Hz 时，$X_{\mathrm{L}}=2\pi fL=2\times3.14\times50\times0.1=31.4\ \Omega$

$$I=\frac{U}{X_{\mathrm{L}}}=\frac{10}{31.4}=0.318\ \mathrm{A}$$

当 $f=5000$ Hz 时

$$X_{\mathrm{L}}=2\pi fL=2\times3.14\times5000\times0.1=3.14\ \mathrm{k}\Omega$$

$$I=\frac{U}{X_{\mathrm{L}}}=\frac{10}{3.14}=3.18\ \mathrm{mA}$$

可见，在电压有效值一定时，频率愈高，则通过电感元件的电流有效值愈小。

3.3.3 理想电容元件的交流电路

图 3.17(a)是一个线性电容元件的交流电路，电流 i 和电压 u 的参考方向如图所示，两者相同。由此得出：

$$i=\frac{dq}{dt}=C\frac{du}{dt}$$

如果在电容器的两端加一正弦电压

$$u=U_m\sin\omega t$$

则

$$\begin{aligned}i&=C\frac{d(U_m\sin\omega t)}{dt}=\omega CU_m\cos\omega t=\omega CU_m\sin(\omega t+90°)\\&=I_m\sin(\omega t+90°)\end{aligned} \tag{3.27}$$

也是一个同频率的正弦量。

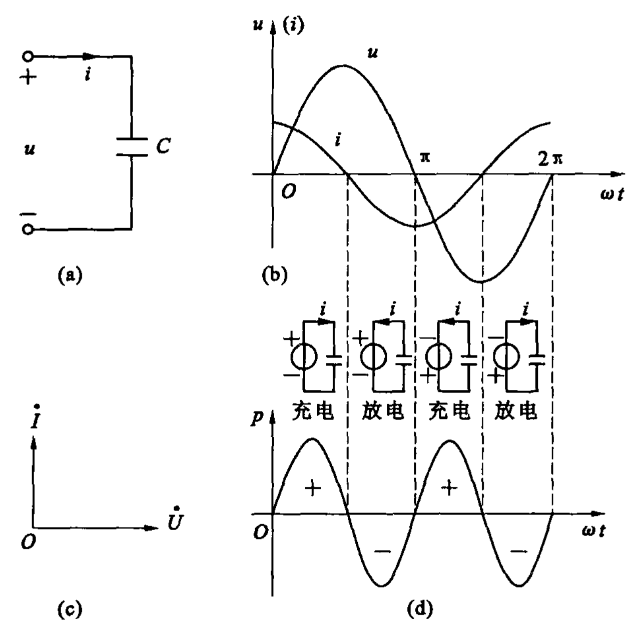


图 3.17 电容元件的交流电路

(a) 电路图；(b) 电压与电流的正弦波形；(c) 电压与电流的相量图；(d) 功率波形

比较上面两式可知，在电容元件电路中，在相位上电流比电压超前 90°($\varphi=-90°$)。这里规定：当电流比电压滞后时，其相位差 φ 为正；当电流比电压超前时，其相位差 φ 为负。这样的规定是为了便于说明电路是电感性的还是电容性的。表示电压和电流的正弦波形如图 3.17(b)所示。

在式(3.27)中

$$I_m=\omega CU_m$$

或

$$\frac{U_m}{I_m}=\frac{U}{I}=\frac{1}{\omega C} \tag{3.28}$$

由此可知，在电容元件电路中，电压的幅值（或有效值）与电流的幅值（或有效值）的比值为 $1/\omega C$。显然，它的单位是欧姆。当电压 U 一定时，$1/\omega C$ 愈大，则电流 I 愈小。可见它具有对电流起阻碍作用的物理性质，所以称为**容抗**，用 X_C 代表，即

$$X_C = \frac{1}{\omega C} = \frac{1}{2\pi fC} \tag{3.29}$$

容抗 X_C 与电容 C、频率 f 成反比，所以电容元件对高频电流所呈现的容抗很小，是一条捷径；而对直流（$f=0$）所呈现的容抗 $X_C \to \infty$，可视作开路。因此，电容元件有隔直流的作用。

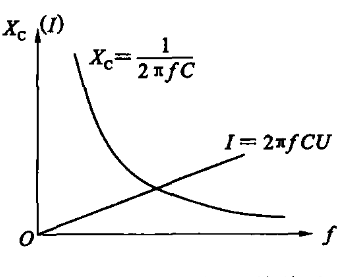


图 3.18 X_C 和 I 同 f 的关系

当电压 U 和电容 C 一定时，容抗 X_C 和电流 I 同频率 f 的关系如图 3.18 所示。

如果电压相量 $\dot{U}=Ue^{j0^\circ}$，电流相量 $\dot{I}=Ie^{j90^\circ}$，则有

$$\frac{\dot{U}}{\dot{I}} = \frac{U}{I}e^{-j90^\circ} = -jX_C$$

或

$$\dot{U} = -jX_C\dot{I} = -j\frac{\dot{I}}{\omega C} = \frac{\dot{I}}{j\omega C} \tag{3.30}$$

式(3.30)表示电压的有效值等于电流的有效值与容抗的乘积，而在相位上电压比电流滞后 90°。因为电流相量 $\dot{I}$ 乘上算子（$-$j）后，即向后（顺时针方向）旋转 90°。电压和电流的相量图如图 3.17(c)所示。

知道了电压 u 和电流 i 的变化规律与相互关系后，便可找出瞬时功率的变化规律，即

$$\begin{aligned} p = p_C = ui &= U_m I_m \sin\omega t \sin(\omega t + 90^\circ) = U_m I_m \sin\omega t \cos\omega t \\ &= \frac{U_m I_m}{2}\sin 2\omega t = UI\sin 2\omega t \end{aligned} \tag{3.31}$$

由上式可见，p 是一个以 2ω 的角频率随时间而变化的交变量，它的幅值为 UI，p 的波形如图 3.17(d)所示。在第一个和第三个 1/4 周期内，电压值在增高，就是电容元件在充电。这时，电容元件从电源取用电能而储存在它的电场中，所以 p 是正的。在第二个和第四个 1/4 周期内，电压值在降低，就是电容元件在放电。这时，电容元件放出在充电时所储存的能量，把它归还给电源，所以 p 是负的。

在电容元件电路中，平均功率 $P = \frac{1}{T}\int_0^T p\,dt = \frac{1}{T}\int_0^T UI\sin 2\omega t\,dt = 0$。这说明电容元件是不消耗能量的，在电源与电容元件之间只发生能量的互换。能量互换的规模，用无功功率来衡量，它等于瞬时功率 p_C 的幅值。为了同电感元件电路的无功功率相比较，也设电流 $i=I_m\sin\omega t$ 为参考正弦量，则 $u=U_m\sin(\omega t-90^\circ)$，于是得出瞬时功率

$$p = p_C = ui = -UI\sin 2\omega t$$

由此可见，电容元件电路的无功功率

$$Q = -UI = -X_C I^2 \tag{3.32}$$

即电容性无功功率取负值，而电感性无功功率取正值，以资区别。

【例 3.8】 把一个 25 μF 的电容元件接到频率为 50 Hz，电压有效值为 10 V 的正弦电

源上，问电流是多少？如保持电压值不变，而电源频率改为 5000 Hz，这时电流将为多少？

【解】 当 $f=50$ Hz 时

$$X_C=\frac{1}{2\pi fC}=\frac{1}{2\times3.14\times50\times2.5\times10^{-5}}=127.4\ \Omega$$

则

$$I=\frac{U}{X_C}=\frac{10}{127.4}=78\ \text{mA}$$

当 $f=5000$ Hz 时

$$X_C=\frac{1}{2\pi fC}=\frac{1}{2\times3.14\times5000\times2.5\times10^{-5}}=1.274\ \Omega$$

则

$$I=\frac{U}{X_C}=\frac{10}{1.274}=7.8\ \text{A}$$

可见，在电压有效值一定时，频率愈高，则通过电容元件的电流有效值愈大。

练习与思考

3.3.1 在图 3.15(a)的电感元件的正弦交流电路中，$L=100$ mH，$f=50$ Hz，(1) 已知 $i=7\sqrt{2}\sin\omega t$ A，求电压 u；(2) 已知 $\dot{U}=127\angle-30^\circ$ V，求 $\dot{I}$，并画出相量图。

3.3.2 指出下列各式哪些是对的，哪些是错的？

$$\frac{u}{i}=X_L,\quad \frac{U}{I}=\mathrm{j}\omega L,\quad \frac{\dot{U}}{\dot{I}}=X_L,\quad \dot{I}=-\mathrm{j}\frac{\dot{U}}{\omega L},$$

$$u=L\frac{\mathrm{d}i}{\mathrm{d}t},\quad \frac{U}{I}=X_C,\quad \frac{U}{I}=\omega C,\quad \dot{U}=-\frac{\dot{I}}{\mathrm{j}\omega C}$$

3.3.3 在图 3.17(a)的电容元件的正弦交流电路中，$C=4\mu$F，$f=50$ Hz，(1) 已知 $u=220\sqrt{2}\sin\omega t$ V，求电流 i；(2) 已知 $\dot{I}=0.1\angle-60^\circ$ A，求 $\dot{U}$，并画出相量图。

3.3.4 如果电感元件两端的电压为零，电感有储能吗？如果电容元件两端的电流为零，电容有储能吗？

3.3.5 电感元件通过恒定电流时可看作短路，此时电感 L 为零吗？电容元件通过恒定电压时可看作开路，此时电容 C 为无穷大吗？

3.4 串联正弦交流电路的分析

电阻、电感与电容元件串联的交流电路如图 3.19 所示。电路的各元件通过同一电流。电流与各个电压的参考方向如图中所示。分析这种电路可以应用上节所得的结果。根据基尔霍夫电压定律可列出

$$\begin{aligned}u&=u_R+u_L+u_C\\&=Ri+L\frac{\mathrm{d}i}{\mathrm{d}t}+\frac{1}{C}\int i\mathrm{d}t\end{aligned}\tag{3.33}$$

如用相量表示电压与电流的关系，则为

$$\begin{aligned}\dot{U}&=\dot{U}_R+\dot{U}_L+\dot{U}_C\\&=R\dot{I}+\mathrm{j}X_L\dot{I}-\mathrm{j}X_C\dot{I}\\&=[R+\mathrm{j}(X_L-X_C)]\dot{I}\end{aligned}\tag{3.34}$$

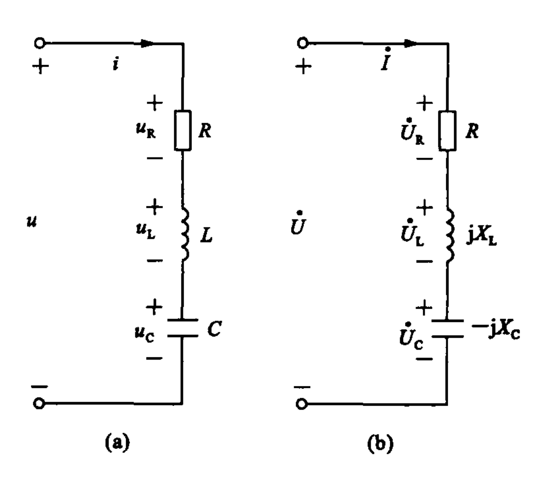


图 3.19　电阻、电感与电容元件串联的交流电路

此即为基尔霍夫电压定律的相量表示式。

将上式写成

$$\frac{\dot{U}}{\dot{I}} = R + j(X_L - X_C) \tag{3.35}$$

式中的 $R+j(X_L-X_C)$ 称为电路的**阻抗**，用大写的 Z 代表，即

$$Z = R + j(X_L - X_C) = \sqrt{R^2 + (X_L - X_C)^2}\, e^{j\arctan\frac{X_L - X_C}{R}} = |Z|\, e^{j\varphi} \tag{3.36}$$

在上式中

$$|Z| = \sqrt{R^2 + (X_L - X_C)^2} = \sqrt{R^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2} \tag{3.37}$$

是阻抗的模，称为**阻抗模**，即 $\frac{U}{I} = |Z|$，阻抗的单位也是欧姆，也具有对电流起阻碍作用的性质。

$$\varphi = \arctan\frac{X_L - X_C}{R} \tag{3.38}$$

是阻抗的**辐角**，即为电流与电压之间的**相位差**。

设电流 $i = I_m \sin\omega t$，为参考正弦量，则电压 $u = U_m \sin(\omega t + \varphi)$。图 3.20 是电流与各个电压的相量图。

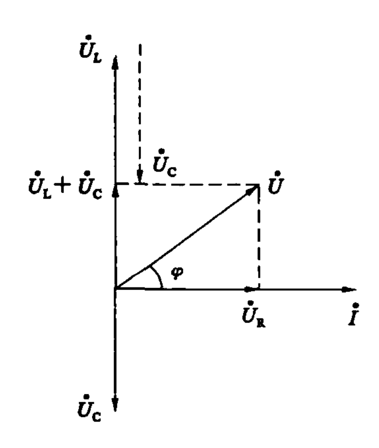


图 3.20　电压、电流的相量图

由式(3.36)可见，阻抗的实部为“阻”，虚部为“抗”，它表示了电路的电压与电流之间的关系，既表示了大小关系(反映在阻抗模 $|Z|$ 上)，又表示了相位关系(反映在辐角 φ 上)。

当 $X_L > X_C$($\varphi > 0$)时，该电路呈现为感性，我们把这种特性的器件称为**感性器件**；当 $X_L < X_C$($\varphi < 0$)，该电路呈现为容性，我们把这种特性的器件称为**容性器件**；当 $X_L = X_C$($\varphi = 0$)，该电路呈现为纯电阻性，我们把这种特性的器件称为**纯电阻器件**。因此，可以根据 φ 角的正负来判断负载的特性。

瞬时功率为

$$p=ui=U_{\rm m}I_{\rm m}\sin\omega t\sin(\omega t+\varphi)$$
$$=UI\cos\varphi-UI\cos(2\omega t+\varphi)$$

相应的平均功率

$$P=\frac{1}{T}\int_0^T p\mathrm{d}t=\frac{1}{T}\int_0^T UI\cos\varphi-UI\cos(2\omega t+\varphi)\mathrm{d}t$$
$$=UI\cos\varphi \tag{3.39}$$

从图 3.20 的相量图可得出 $U\cos\varphi=U_{\rm R}=RI$，于是电阻所消耗功率

$$P=U_{\rm R}I=RI^2=UI\cos\varphi \tag{3.40}$$

对比式(3.39)和式(3.40)可知只有电阻才消耗能量。其中我们把 $\cos\varphi$ 称为**功率因数**。而电感元件与电容元件要储放能量，即它们与电源之间要进行能量互换，相应的无功功率可根据式(3.26)和式(3.32)，并由图 3.20 的相量图得出：

$$Q=U_{\rm L}I-U_{\rm C}I=I(U_{\rm L}-U_{\rm C})=I^2(X_{\rm L}-X_{\rm C})=UI\sin\varphi \tag{3.41}$$

式(3.40)和式(3.41)是计算正弦交流电路中平均功率(有功功率)和无功功率的一般公式。功率因数的含义：比如一个交流发电机输出的功率不仅与发电机的端电压及其输出电流的有效值的乘积有关，而且还与电路(负载)的参数有关；电路所具有的参数不同，则电压与电流间的相位差 φ 就不同，在同样电压 U 和电流 I 之下，这时电路的有功功率和无功功率也就不同。

在交流电路中，平均功率一般不等于电压与电流有效值的乘积($P\neq UI$)，如将两者的有效值相乘，则得出所谓**视在功率 S**，即

$$S=UI=|Z|I^2 \tag{3.42}$$

交流电气设备是按照规定了的额定电压 $U_{\rm N}$ 和额定电流 $I_{\rm N}$ 来设计使用的，变压器的容量就是以额定电压和额定电流的乘积，即所谓额定视在功率 $S_{\rm N}=U_{\rm N}I_{\rm N}$ 来表示的。视在功率的单位是伏安(V·A)或千伏安(kV·A)。

由于平均功率 P、无功功率 Q 和视在功率 S 三者所代表的意义不同，为了区别起见各采用不同的单位。三者之间的关系是

$$S=\sqrt{P^2+Q^2} \tag{3.43}$$

显然，它们可以用一个直角三角形——功率三角形来表示。

另外，$|Z|$、R、$(X_{\rm L}-X_{\rm C})$三者之间关系以及 $\dot{U}$、$\dot{U}_{\rm R}$、$(\dot{U}_{\rm L}+\dot{U}_{\rm C})$三者之间关系也都可以用直角三角形表示，它们分别称为**阻抗三角形**和**电压三角形**。

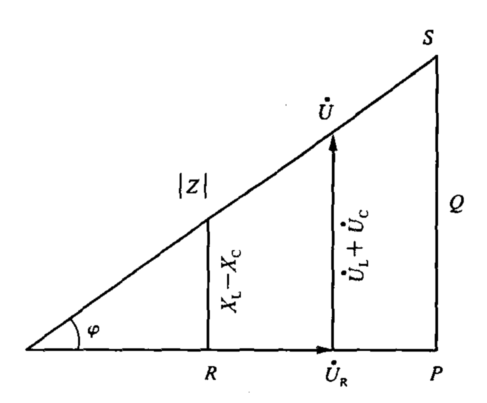


图 3.21　功率、电压、阻抗的三角形

功率、电压和阻抗三角形是相似的，现在把它们同时表示在图 3.21 中。这样便于大家学习。应当注意：功率和阻抗都不是正弦量，所以不能用相量表示。

在这一节中，分析了电阻、电感与电容元件串联的交流电路，但在实际中常见到的电阻与电感元件串联的电路(电容的作用可忽略不计)和电阻与电容元件串联的电路(电感的作用可忽略不计)。

【例 3.9】　在电阻、电感与电容元件串联的交流电路中，已知 $R=30\ \Omega$，$L=127\ \text{mH}$，$C=40\ \mu\text{F}$，电源

电压 $u=220\sqrt{2}\sin(314t+20°)$ V：(1) 求电流 $\dot{I}$ 及各部分电压 u_R, u_L, u_C；(2) 作相量图；(3) 求功率 P 和 Q。

【解】 (1) $X_L=\omega L=314\times127\times10^{-3}\ \Omega=40\ \Omega$

$$X_C=\frac{1}{\omega C}=\frac{1}{314\times4\times10^{-5}}\ \Omega=80\ \Omega$$

$$Z=R+j(X_L-X_C)=[30+j(40-80)]\ \Omega=(30-j40)\ \Omega=50\angle-53°\ \Omega$$

$$\dot{U}=220\angle20°\ \text{V}$$

于是得

$$\dot{I}=\frac{\dot{U}}{Z}=\frac{220\angle20°\ \text{V}}{50\angle-53°\ \Omega}=4.4\angle73°\ \text{A}\Rightarrow i=4.4\sqrt{2}\sin(314t+73°)\ \text{A}$$

$$\dot{U}_R=R\dot{I}=30\times4.4\angle73°\ \text{V}=132\angle73°\ \text{V}\Rightarrow u_R=132\sqrt{2}\sin(314t+73°)\ \text{V}$$

$$\dot{U}_L=jX_L\dot{I}=j40\times4.4\angle73°\ \text{V}=176\angle163°\ \text{V}\Rightarrow u_L=176\sqrt{2}\sin(314t+163°)\ \text{V}$$

$$\dot{U}_C=-jX_C\dot{I}=-j80\times4.4\angle73°\ \text{V}=352\angle-17°\ \text{V}\Rightarrow u_C=352\sqrt{2}\sin(314t-17°)\ \text{V}$$

注意：　$\dot{U}=\dot{U}_R+\dot{U}_L+\dot{U}_C$，　$U\neq U_R+U_L+U_C$

(2) 电流和各个电压的相量图如图 3.22 所示。

(3) $P=UI\cos\varphi=220\times4.4\times\cos(-53°)$ W
$=580.8$ W

$Q=UI\sin\varphi=220\times4.4\times\sin(-53°)$ var
$=-774.4$ var(容性)

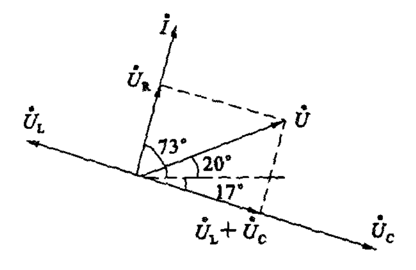


图 3.22　例 3.9 的相量图

【例 3.10】 有一 RC 电路(图 3.23(a))，$R=2$ kΩ，$C=0.1$ μF。输入接正弦信号源，$U_1=1$ V，$f=500$ Hz。(1) 试求输出电压 U_2，并讨论输出电压与输入电压间的大小与相位关系；(2) 当将电容 C 改为 20 μF 时求(1)中各项；(3)或将频率 f 改为 4000 Hz 时，再求(1)中各项。

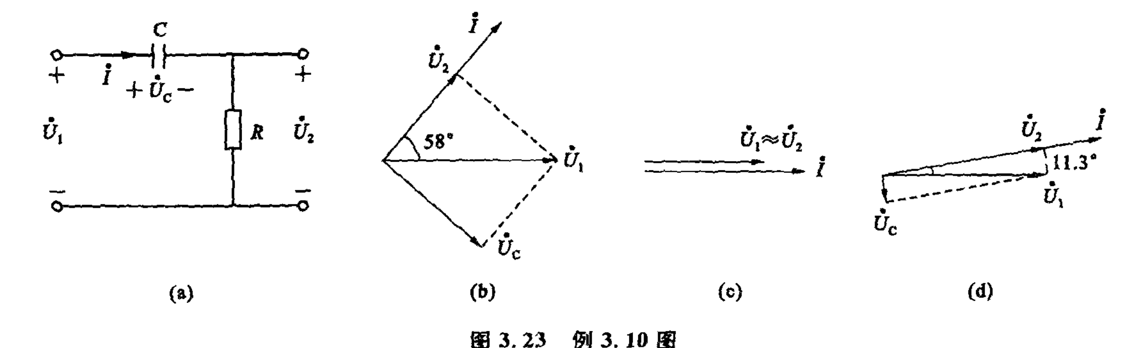


图 3.23　例 3.10 图

【解】 (1) 设 $\dot{U}_1=1\angle0°$ V

$$X_C=\frac{1}{2\pi fC}=\frac{1}{2\times3.14\times500\times0.1\times10^{-6}}\Omega=3.2\ \text{k}\Omega$$

$$Z=R-jX_C=(2-j3.2)\text{k}\Omega=3.77\angle-58°\ \text{k}\Omega$$

$$\dot{I}=\frac{\dot{U}_1}{Z}=\frac{1\angle 0^\circ\ \text{V}}{3.77\angle -58^\circ\ \text{k}\Omega}=0.27\angle 58^\circ\ \text{mA}$$

$$\dot{U}_2=R\dot{I}=2\times 0.27\angle 58^\circ\ \text{V}=0.54\angle 58^\circ\ \text{V}$$

电压与电流的相量图如图 3.23(b)所示，$\frac{U_2}{U_1}=\frac{0.54}{1}=54\%$，$\dot{U}_2$ 比 $\dot{U}_1$ 超前 58°。

(2) $X_C=\frac{1}{2\pi fC}=\frac{1}{2\times 3.14\times 500\times 2\times 10^{-5}}\ \Omega=16\ \Omega$，远小于 R。

$$Z=R-\text{j}X_C=2000-\text{j}16\ \Omega\approx 2\angle 0^\circ\ \text{k}\Omega$$

则有 $\dot{U}_2\approx\dot{U}_1$，$\varphi\approx 0^\circ$，$U_C\approx 0$。

电压与电流的相量图如图 3.23(c)所示。

(3)
$$X_C=\frac{1}{2\pi fC}=\frac{1}{2\times 3.14\times 4000\times 0.1\times 10^{-6}}\ \Omega=400\ \Omega=0.4\ \text{k}\Omega$$

$$Z=R-\text{j}X_C=(2-\text{j}0.4)\ \text{k}\Omega=2.04\angle -11.3^\circ\ \text{k}\Omega$$

$$\dot{I}=\frac{\dot{U}_1}{Z}=\frac{1\angle 0^\circ\ \text{V}}{2.04\angle -11.3^\circ\ \text{k}\Omega}=0.49\angle 11.3^\circ\ \text{mA}$$

$$\dot{U}_2=R\dot{I}=2\times 0.49\angle 11.3^\circ\ \text{V}=0.98\angle 11.3^\circ\ \text{V}$$

电压与电流的相量图如图 3.23(d)所示，$\frac{U_2}{U_1}=\frac{0.98}{1}=98\%$，$\dot{U}_2$ 比 $\dot{U}_1$ 超前 11.3°。

通过本例可了解下列两个实际问题：

(1) 图 3.23(a)实际上是晶体管交流放大器中常用的 RC 耦合电路。串联电容 C 的目的是为了要隔断直流(输入端往往有直流)。但是在传递交流信号时，又不希望电容 C 上有电压损失(电压降)而要求输入电压基本上能传递到输出端。为此，要根据信号频率选择电容值的大小，使容抗远小于电阻(比较(1)和(2))。图 3.23(a)所示也是一种**移相电路**，$\dot{U}_2$ 的相位与 $\dot{U}_1$ 不同(见(1))，改变 C 或 R 的数值都能达到移相的目的。

(2) 输出电压的大小和相位随着信号频率的不同而发生变化(比较(1)和(3))。这是因为频率愈高，容抗愈小，电容 C 的分压作用也就愈小。

练习与思考

3.4.1 用下列各式表示 RC 串联电路中的电压和电流，哪些式子是错的，哪些是对的？

$$i=\frac{u}{|Z|},\quad I=\frac{U}{R+X_C},\quad \dot{I}=\frac{\dot{U}}{R-\text{j}\omega C},\quad I=\frac{U}{|Z|},$$

$$u=u_R+u_C,\quad U=U_R+U_C,\quad \dot{U}=\dot{U}_R+\dot{U}_C,\quad u=Ri+\frac{1}{C}\int i\text{d}t$$

$$U_R=\frac{R}{\sqrt{R^2+X_C^2}}U,\quad \dot{U}_C=-\frac{\text{j}\frac{1}{\omega C}}{R+\frac{1}{\text{j}\omega C}}\dot{U}$$

3.4.2 RL 串联电路的阻抗 $Z=(4+\text{j}3)\ \Omega$，试问该电路的电阻和感抗各为多少？并求电路的功率因数电压与电流之间的相位差。

3.4.3 计算下列各题，并说明电路的性质(感性或容性)。

(1) $\dot{U}=10\angle30^\circ$ V，$Z=(5+\mathrm{j}5)\ \Omega$，求 $\dot{I}$，P，Q；

(2) $\dot{U}=30\angle15^\circ$ V，$\dot{I}=-3\angle-165^\circ$ A，求 R，X，P，Q；

(3) $\dot{U}=-100\angle15^\circ$ V，$\dot{I}=5\mathrm{e}^{-\mathrm{j}60^\circ}$ A，求 R，X，P，Q。

3.4.4 是否能用无功功率来衡量电路的性质？

3.4.5 RLC 串联交流电路的功率因数 $\cos\varphi$ 是否一定小于 1？

3.4.6 在例 3.9 中，$U_C>U$，即部分电压大于电源电压，为什么？在 RLC 串联电路中，是否还可能出现 $U_L>U$？$U_R>U$？

3.4.7 有一 RC 串联电路，已知 $R=4\ \Omega$，$X_C=3\ \Omega$，电源电压 $\dot{U}=100\angle0^\circ$ V，试求电流 $\dot{I}$。

3.5 无源单口网络的端口特性

在许多的情况下，我们分析正弦信号作用的电路，往往只需要对一些单口网络的端口特性作了解，而不需要对每一个元器件逐一分析。所以我们可以把这样一个无源单口网络等效成为一个阻抗，如图 3.24 所示。

所谓的无源单口网络，就是具有两个出线端的单口网络内部只含有电阻、电容和电感等无源元件。端口特性是指该单口网络是感性，还是容性，或纯电阻性。当然该单口网络呈现何种特性，不仅与电感、电容的参数有关，而且与工作频率有关。在此，我们只讨论在频率不变的情况下，阻抗与电感、电容的关系。

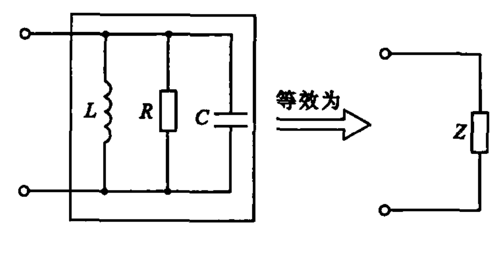


图 3.24

与电阻的串联和并联类似，阻抗的串联和并联在交流电路中是最常见、最基本的连接方式。

3.5.1 复阻抗的串联

两个阻抗串联的电路，如图 3.25 所示，依据基尔霍夫电压定理容易得出端电压与各个阻抗电压的关系。

$$\dot{U}=\dot{U}_1+\dot{U}_2=Z_1\dot{I}+Z_2\dot{I}=(Z_1+Z_2)\dot{I}$$

在此，令 $Z=Z_1+Z_2$，则可得 $\dot{U}=Z\dot{I}$。

故可知在相同的电压激励作用下，电路电流响应是一致的。也就是我们可以用一个等效阻抗 Z 来代替这两个串联阻抗。它们之间的运算关系如下

$$Z=Z_1+Z_2=\sum_{k=1}^{2}Z_k=\sum R_k+\mathrm{j}\sum X_k=|Z|\mathrm{e}^{\mathrm{j}\varphi} \tag{3.44}$$

式中

$$|Z|=\sqrt{(\sum R_k)^2+(\sum X_k)^2} \tag{3.45}$$

$$\varphi=\arctan\frac{\sum X_k}{\sum R_k} \tag{3.46}$$

其中，感抗 X_L 取正号，容抗 X_C 取负号。

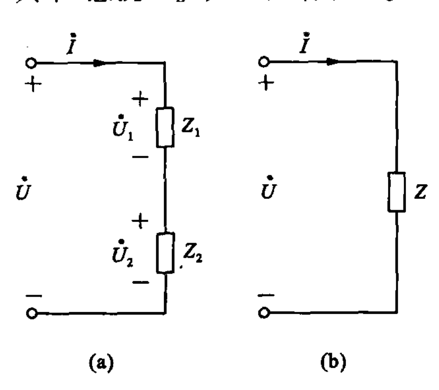


图 3.25
(a) 阻抗的串联；(b) 等效电路

【例 3.11】 在图 3.25(a)中，阻抗 $Z_1=3+j4\ \Omega$，$Z_2=2+j\ \Omega$。它们串联在 $\dot{U}=100\sqrt{2}\angle45°\ V$ 的电源上。求电路中的电流及各个阻抗上的电压。

【解】

$$Z=Z_1+Z_2=\sum_{k=1}^{2}Z_k$$
$$=\sum R_k+\sum X_k$$
$$=[(3+j4)+(2+j)]\ \Omega$$
$$=5+j5\Omega=5\sqrt{2}\angle45°\ \Omega$$

$$\dot{I}=\frac{\dot{U}}{Z}=\frac{100\sqrt{2}\angle45°}{5\sqrt{2}\angle45°}=20\angle0°\ A$$

$$\dot{U}_1=Z_1\dot{I}=(3+j4)\times20V=5\angle53°\times20\ V=100\angle53°\ V$$

$$\dot{U}_2=Z_2\dot{I}=(2+j)\times20\ V=\sqrt{5}\angle26.6°\times20\ V=20\sqrt{5}\angle26.6°\ V$$

3.5.2 复阻抗的并联

两个阻抗并联的电路，如图 3.26 所示，依据基尔霍夫电流定理容易得出总电流与各个阻抗电流的关系。

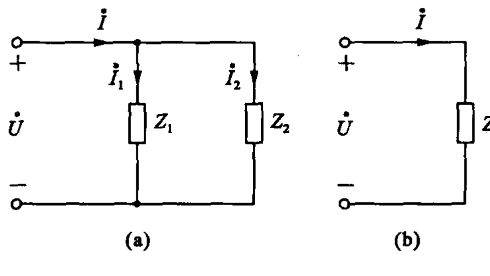


图 3.26
(a) 阻抗的并联；(b) 等效电路

$$\dot{I}=\dot{I}_1+\dot{I}_2=\frac{\dot{U}}{Z_1}+\frac{\dot{U}}{Z_2}=\dot{U}\left(\frac{1}{Z_1}+\frac{1}{Z_2}\right)$$

在此，令 $\frac{1}{Z}=\frac{1}{Z_1}+\frac{1}{Z_2}$，则可得 $\dot{I}=\frac{\dot{U}}{Z}$。

故可知在相同的电压激励作用下，电路电流响应是一致的。也就是我们可以用一个等效阻抗 Z 来代替这两个并联阻抗。它们之间的运算关系如下

$$\frac{1}{Z}=\frac{1}{Z_1}+\frac{1}{Z_2} \tag{3.47a}$$

即

$$Z=\frac{Z_1Z_2}{Z_1+Z_2} \tag{3.47b}$$

由于复导纳 $Y=\frac{1}{Z}$，故上式也可以变为：

$$Y=Y_1+Y_2=\sum_{k=1}^{2}Y_k=\sum\frac{R_k}{|Z_k|^2}-j\sum\frac{X_k}{|Z_k|^2} \tag{3.48}$$

注意：$Y=\sum Y_k\neq\sum\frac{1}{R_k}+j\sum\frac{1}{X_k}$。

【例 3.12】 在图 3.26(a)中，阻抗 $Z_1=2-j2\ \Omega$，$Z_2=6+j8\ \Omega$。它们并联在 $\dot{U}=100\sqrt{2}\angle0°\ V$的电源上。求电路中总电流及各个阻抗上的电流。

【解】

$$Z=\frac{Z_1Z_2}{Z_1+Z_2}=\frac{(2-j2)\times(6+j8)}{(2-j2)+(6+j8)}\ \Omega=\frac{28+j4}{8+j6}\ \Omega$$

$$=\frac{(28+j4)\times(8-j6)}{100}\ \Omega=2.48-j1.36\ \Omega$$

$$=2\sqrt{2}\angle-28.7°\ \Omega$$

$$\dot{I}=\frac{\dot{U}}{Z}=\frac{100\sqrt{2}\angle0°\ \text{V}}{2\sqrt{2}\angle-28.7°\ \Omega}=50\angle28.7°\ \text{A}$$

$$\dot{I}_1=\frac{\dot{U}}{Z_1}=\frac{100\sqrt{2}\angle0°\ \text{V}}{2\sqrt{2}\angle-45°\ \Omega}=50\angle45°\ \text{A}$$

$$\dot{I}_2=\frac{\dot{U}}{Z_2}=\frac{100\sqrt{2}\angle0°\ \text{V}}{10\angle53°\ \Omega}=10\sqrt{2}\angle-53°\ \text{A}$$

注:阻抗的并联运算时,建议采用代数式的形式。

【例 3.13】 在图 3.27 中,阻抗 $Z_1=2-j2\ \Omega$,$Z_2=2+j2\ \Omega$,$Z_3=1+j\ \Omega$。它们连接在 $\dot{U}=220\angle0°\ \text{V}$ 的电源上。求电路中的各条支路电流及各个阻抗上的电压。

【解】

$$Z=Z_3+\frac{Z_1Z_2}{Z_1+Z_2}$$

$$=(1+j)\ \Omega+\frac{(2-j2)(2+j2)}{(2-j2)+(2+j2)}\ \Omega$$

$$=(1+j)\ \Omega+2\ \Omega=3+j\ \Omega$$

$$=\sqrt{10}\angle18.4°\ \Omega$$

$$\dot{I}=\frac{\dot{U}}{Z}=\frac{220\angle0°\ \text{V}}{\sqrt{10}\angle18.4°\ \Omega}$$

$$=22\sqrt{10}\angle-18.4°\ \text{A}$$

图 3.27 例 3.13 图

$$\dot{U}_3=Z_3\dot{I}=\sqrt{2}\angle45°\ \Omega\times22\sqrt{10}\angle-18.4°\ \text{A}=44\sqrt{5}\angle26.6°\ \text{V}$$

$$\dot{U}_1=\dot{U}_2=2\Omega\times22\sqrt{10}\angle-18.4°\ \text{A}=44\sqrt{10}\angle-18.4°\ \text{V}$$

$$\dot{I}_1=\frac{\dot{U}_1}{Z_1}=\frac{44\sqrt{10}\angle-18.4°\ \text{V}}{2\sqrt{2}\angle-45°\ \Omega}=22\sqrt{5}\angle26.6°\ \text{A}$$

$$\dot{I}_2=\frac{\dot{U}_2}{Z_2}=\frac{44\sqrt{10}\angle-18.4°\ \text{V}}{2\sqrt{2}\angle45°\ \Omega}=22\sqrt{5}\angle-63.4°\ \text{A}$$

3.5.3 相量图求解法

相量也是正弦信号的表现形式之一。与代数式和三角函数式对比,利用相量图求解的方法有更为直观、快捷等优势。也可以利用相量图法对于一些较为复杂电路进行分析,画出电路中各电压与电流的关系,对于求解过程可以大大地简化,从而提高解题效率。

但是利用相量图求解法只能给予一个大概的数据;另外,利用相量图求解时,一定要注意只能是在同一频率下进行,不同频率的相量不能在一个相量图中运算。

【例 3.14】 利用相量图求解法求解图 3.26(a)中的总电流及各个阻抗上的电流。

【解】
$$\dot{I}_1=\frac{\dot{U}}{Z_1}=\frac{100\sqrt{2}\angle 0°\ \text{V}}{2\sqrt{2}\angle -45°\ \Omega}=50\angle 45°\ \text{A}$$

$$\dot{I}_2=\frac{\dot{U}}{Z_2}=\frac{100\sqrt{2}\angle 0°\ \text{V}}{10\angle 53°\ \Omega}=10\sqrt{2}\angle -53°\ \text{A}$$

根据 $\dot{I}=\dot{I}_1+\dot{I}_2$，利用相量图求解法，如图 3.28 所示，可得

$$\dot{I}=50\angle 28.7°\ \text{A}$$

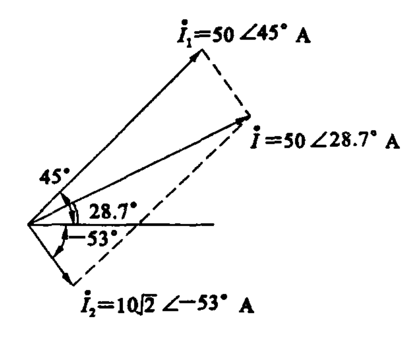


图 3.28　例 3.14 图

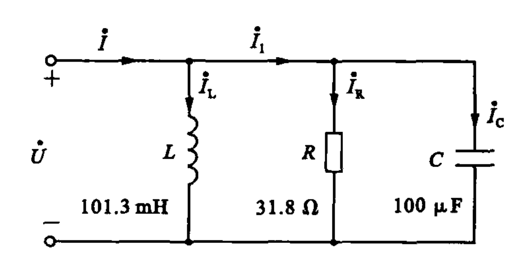


图 3.29　例 3.15 图

【例 3.15】 在图 3.29 中，$R=31.8\ \Omega$，$L=101.3\ \text{mH}$，$C=100\ \mu\text{F}$，电源 $u=220\sqrt{2}\sin 100\pi t\ \text{V}$，利用相量图求解法求解各个元件的电流及总电流。

【解】 由 $u=220\sqrt{2}\sin 100\pi t\ \text{V}$ 可知

$$f=50\ \text{Hz},\quad \dot{U}=220\angle 0°\ \text{V}$$

$$X_C=\frac{1}{2\pi fC}=\frac{1}{2\times\pi\times 50\times 10^{-4}}\ \Omega=31.8\ \Omega$$

$$X_L=2\pi fL=2\times\pi\times 50\times 0.1013\ \Omega=31.8\ \Omega$$

根据单一元件的特性可知

$$\dot{I}_C=6.92\angle 90°\ \text{A}$$

$$\dot{I}_R=6.92\angle 0°\ \text{A}$$

$$\dot{I}_L=6.92\angle -90°\ \text{A}$$

$\dot{I}_1=\dot{I}_C+\dot{I}_R$，作图可得：$\dot{I}_1=9.79\angle 45°\ \text{A}$

$\dot{I}=\dot{I}_1+\dot{I}_L$，作图可得：$\dot{I}=\dot{I}_R=6.92\angle 0°\ \text{A}$

结果如图 3.30 所示。

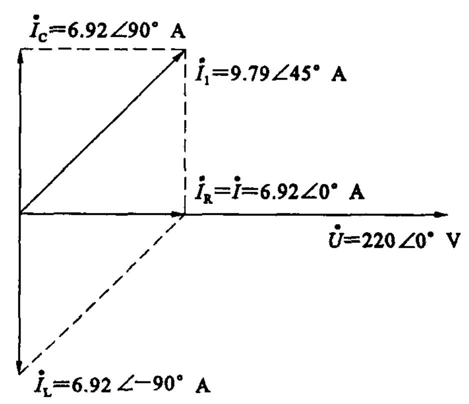


图 3.30　例 3.15 的相量图

思考与练习

3.5.1 设两阻抗，$Z_1=3+j4\ \Omega$，$Z_2=1-j\ \Omega$，分别求出串联和并联的等效阻抗，并指出两种情况下等效电阻为感性，还是容性？

3.5.2 能否根据阻抗串、并联的结果，看虚部的正负来确定阻抗的特性？

3.5.3 计算图 3.31 所示电路的等效阻抗。

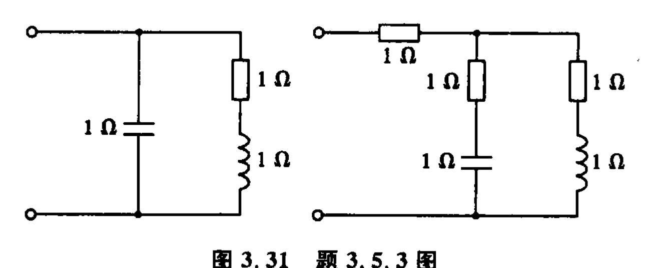


图 3.31 题 3.5.3 图

3.5.4 试利用复导纳的方式解答例 3.12。

3.5.5 试利用相量图求解法解答例 3.13。

3.5.6 判断图 3.32 四个电路图所给出的求解答案正确与否？

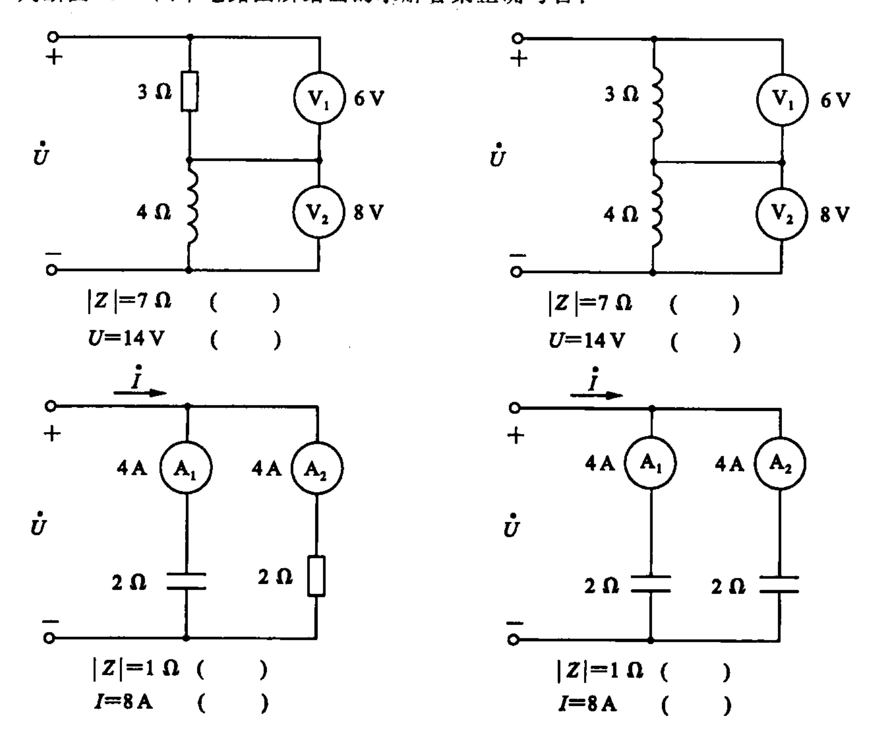


图 3.32 题 3.5.6 图

*3.6 功率因数的提高

在直流电路中计算功率时，功率等于元件的电流与电压的乘积；但交流电路则不然，在计算交流电路的平均功率时还要考虑元件的电压与电流之间的相位差 φ，计算式如下

$$P=UI\cos\varphi$$

上式中的 $\cos\varphi$ 是电路的**功率因数**。在前面已讲过，电压与电流间的相位差或电路的功率因

数决定于电阻负载的特性(即负载的参数)。只有在电阻负载(例如白炽灯、电阻炉等)的情况下,电压和电流的相位才相同,其功率因数为 1。对其他负载来说,其功率因数均介于 0 与 1 之间。

当电压与电流间有相位差时,即功率因数不为 1 时,电路中出现电源与负载之间的能量互换,出现无功功率 $Q=UI\sin\varphi$。这样就引起下面两个问题:

(1) 发电设备的容量不能充分利用

$$P = U_{\mathrm{N}} I_{\mathrm{N}} \cos\varphi$$

由上式可见,当负载的功率因数 $\cos\varphi<1$ 时,而发电机的电压和电流又不容许超过额定值,显然这时发电机所能发出的有功功率就减小了。功率因数愈低,发电机所发出的有功功率就愈小,而无功功率却愈大。无功功率愈大,即电路中能量互换的规模愈大,则发电机发出的能量就不能充分利用,其中有一部分即在发电机与负载之间进行互换。

例如容量为 1000 kV · A 的变压器,如果 $\cos\varphi=1$,即能发出 1000 kW 的有功功率,而在 $\cos\varphi=0.7$ 时,则只能发出 700 kW 的功率。

(2) 增加线路和发电机绕组的功率损耗

当发电机的电压 U 和输出的功率 P 一定时,电流 I 与功率因数成反比,而线路和发电机绕组上的功率损耗 ΔP 则与 $\cos\varphi$ 的平方成反比,即

$$\Delta P = rI^2 = r\left(\frac{P}{U}\right)^2 \frac{1}{\cos^2\varphi}$$

式中 r 是发电机绕组和线路的电阻。

由上述可知,提高电网的功率因数对国民经济的发展有着极为重要的意义。功率因数的提高,能使发电设备的容量得到充分利用,同时也能使电能得到大量节约。也就是说,在同样的发电设备的条件下能够多发电。

功率因数不高,根本原因就是由于电感性负载的存在。例如生产中最常用的异步电动机在额定功率负载时的功率因数为 0.7～0.9 左右,如果在轻载时其功率因数就更低。其他如工频炉、电焊变压器以及日光灯等负载的功率因数也都是较低的。电感性负载的功率因数之所以小于 1,是由于负载本身需要一定的无功功率。从技术经济观点出发,如何解决这个矛盾,也就是如何才能减少电源与负载之间能量的互换,而又能满足电感性负载所需的无功功率,这就是我们所提出的要提高功率因数的实际意义。**这里我们所讲的提高功率因数,是指提高电源或电网的功率因数,而不是指提高某个电感性负载的功率因数(负载的功率因数是负载的固有特性)。**

按照供用电规则,高压供电的工业企业的平均功率因数不低于 0.95,其他单位不低于 0.9。

提高功率因数,常用的方法就是与电感性负载并联静电电容器(设置在用户或变电所中),其电路图和相量图如图 3.33 所示。

并联电容器以后,电感性负载的电流 $I_1=\dfrac{U}{\sqrt{R^2+X_{\mathrm{L}}^2}}$和功率因数 $\cos\varphi_1=\dfrac{R}{\sqrt{R^2+X_{\mathrm{L}}^2}}$均未发生变化,这是因为所加电压和负载参数没有变化。但电压 u 和线路电流 i 之间的相位差 φ 变小了,即 $\cos\varphi$ 变大了。

在电感性负载上并联了电容器以后,减少了电源与负载之间的能量互换。这时电感性负载所需的无功功率,大部分或全部都是就地供给(由电容器供给),也就是说能量的互换主

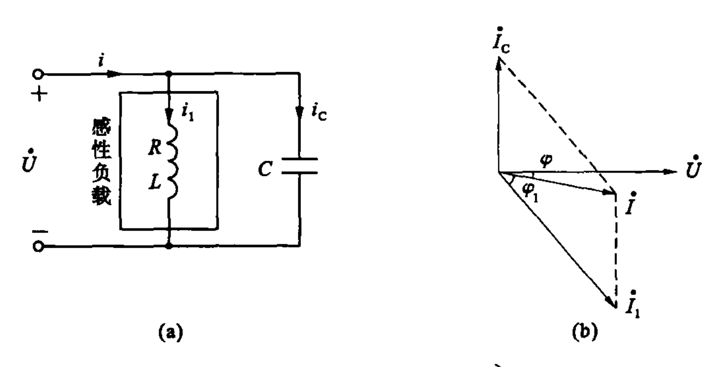


图 3.33 用电容并联来提高电源的功率因数

(a) 电路图;(b) 相量图

要或完全发生在电感性负载与电容器之间,因而使发电机容量能得到充分利用。

其次,由相量图可见,并联电容器以后线路电流也减小了(电流相量相加),因而减少了功率损耗。

应该注意,并联电容器以后有功功率并未改变,因为电容器是不消耗电能的。

【例 3.16】 有一电感性负载,其功率 $P=10$ kW,功率因数 $\cos\varphi_1=0.6$,接在电压 $U=220$ V 的电源上,电源频率 $f=50$ Hz。(1) 如要将功率因数提高到 $\cos\varphi=0.95$,试求与负载并联的电容器的电容值和电容器并联前后的线路电流。(2) 如要将功率因数从0.95再提高到 1,试问并联电容器的电容值还需增加多少?

【解】 计算并联电容器的电容值,可从图 3.33(b)的相量图导出一个公式,由图可得

$$I_C = I_1\sin\varphi_1 - I\sin\varphi = \left(\frac{P}{U\cos\varphi_1}\right)\sin\varphi_1 - \left(\frac{P}{U\cos\varphi}\right)\sin\varphi = \frac{P}{U}(\tan\varphi_1 - \tan\varphi)$$

又因为

$$I_C=\frac{U}{X_C}=\omega UC$$

所以

$$\omega CU = \frac{P}{U}(\tan\varphi_1 - \tan\varphi) \Rightarrow C = \frac{P}{\omega U^2}(\tan\varphi_1 - \tan\varphi)$$

(1) $\cos\varphi_1=0.6$,即 $\varphi_1=53°$;$\cos\varphi=0.95$,即 $\varphi=18°$。

因此所需电容值为

$$C = \frac{10^4}{2\pi\times 50\times 220^2}(\tan 53° - \tan 18°)\ \mu\text{F} = 656\ \mu\text{F}$$

电容器并联前的线路电流(即负载电流)为

$$I_1 = \frac{P}{U\cos\varphi_1} = \frac{10^4}{220\times 0.6}\ \text{A} = 75.6\ \text{A}$$

电容器并联后的线路电流为

$$I = \frac{P}{U\cos\varphi} = \frac{10^4}{220\times 0.95}\ \text{A} = 47.8\ \text{A}$$

(2) 如要将功率因数由 0.95 再提高到 1,则需要增加的电容值为

$$C = \frac{10^4}{2\pi\times 50\times 220^2}(\tan 18° - \tan 0°)\ \mu\text{F} = 213.6\ \mu\text{F}$$

可见在功率因数已经接近 1 时再继续提高,则所需的电容值是很大的,因此一般不必提高到 1。

思考与练习

3.6.1　在工业、企业和民用中，为什么要提高负载的功率因数？这样有什么实际价值？

3.6.2　提高功率因数可以减少无功功率，为什么不把感性负载的功率提高到1？

*3.7　RLC电路中的谐振

前面几节我们讨论的情况是频率不变时，电路中各部分电压和电流的响应（包括大小和相位）与激励大小之间的关系。但在交流电路中，容抗和感抗与频率有关。当频率变化时，容抗和感抗会有相应变化，从而使得电路各部分电压和电流的响应（包括大小和相位）也随之改变。**我们把这种响应与频率的关系称为频率特性或频率响应。**在频率领域内对电路进行分析称为**频域分析**。而如前几节在时间领域内对电路进行分析就称为**时域分析**。

在分析具有电感和电容元件的电路时，电路两端的电压与其中的电流一般是不同相的。如果调节电路的参数或电源的频率而使它们同相，这时电路中就发生**谐振现象**。研究谐振的目的就是要认识这种客观现象，并在生产上充分利用谐振的特征，同时又要预防它所产生的危害。按发生谐振的电路的不同，谐振现象可分为串联谐振和并联谐振。下面将分别讨论这两种谐振的条件和特征，以及谐振电路的频率特性。

3.7.1　串联谐振

在 R、L、C 元件串联的电路中（如图3.19），当 $X_L = X_C$ 或 $2\pi fL = \frac{1}{2\pi fC}$ 时，

$$\varphi = \arctan\frac{X_L - X_C}{R} = 0$$

即电源电压 u 与电路中的电流 i 同相。这时电路中发生谐振现象。因为发生在串联电路中，所以称为**串联谐振**。故此得出谐振频率

$$f = f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \tag{3.49}$$

即当电源频率 f 与电路参数 L 和 C 之间满足上式关系时，则发生谐振。可见只要调节 L,C 或电源频率 f 就能使电路发生谐振。

串联谐振具有下列特征：

（1）电路的阻抗模 $|Z| = \sqrt{R^2 + (X_L - X_C)^2} = R$，其值最小。因此，在电源电压 U 不变的情况下，电路中的电流将在谐振时达到最大值，即 $I = I_{max} = \frac{U}{R}$。在图3.34中分别画出了阻抗模和电流等随频率变化的曲线。

图3.34　串联谐振随频率变化

（2）由于电源电压与电路中电流同相（$\varphi = 0$），因此电路对电源呈现纯电阻性。电源供给电路的能量全被电阻所消耗，电源与电路之间不发生能量的互换。能量

的互换只发生在电感线圈与电容器之间。

(3) 由于 $X_L = X_C$，于是 $U_L = U_C$。而 $\dot{U}_L$ 与 $\dot{U}_C$ 在相位上相反，互相抵消，对整个电路不起作用，因此电源电压 $\dot{U} = \dot{U}_R$（如图 3.35 所示）。

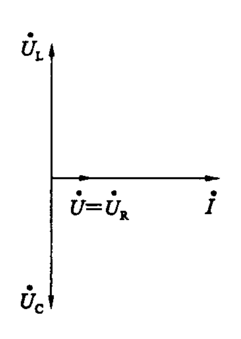


图 3.35 谐振时的相量

但是，U_L 和 U_C 的单独作用不容忽视，因为 $U_L = X_L I = X_L \dfrac{U}{R}$，$U_C = X_C I = X_C \dfrac{U}{R}$。

当 $X_L = X_C > R$ 时，U_L 和 U_C 都高于电源电压 U。如果电压过高时，可能会击穿线圈和造成电容器的绝缘。因此，在电力工程中一般应该避免发生串联谐振。但在无线电工程中则常利用串联谐振以获得较高电压，电容或电感元件上的电压常高于电源电压几十倍或几百倍。

U_L 或 U_C 与电源电压 U 的比值，通常用 Q 来表示

$$Q = \frac{U_C}{U} = \frac{U_L}{U} = \frac{1}{\omega_0 CR} = \frac{\omega_0 L}{R} \tag{3.50}$$

式中 ω_0 为谐振角频率，Q 称为电路的**品质因数**或简称 **Q 值**。在式(3.50)中，它的意义是表示在谐振时电容或电感元件上的电压是电源电压的 Q 倍。例如，$Q=100$，$U=6$ V，那么在谐振时电容或电感元件上的电压就高达 600 V。

串联谐振在无线电工程中的应用较多，例如在接收机里被用来选择信号。图 3.36(a)是接收机里典型的输入电路。它的作用实际是将需要收听的信号从天线所收到的许多频率不同的信号之中选出来，其他不需要的信号则尽量地加以抑制。

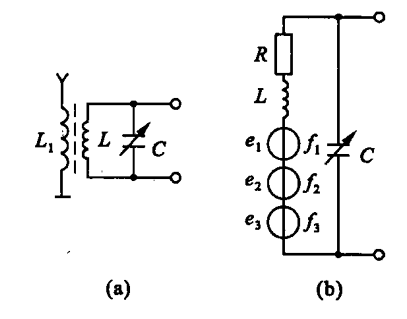


图 3.36 接收机的输入电路

(a) 实际电路；(b) 等效电路

输入电路的主要部分是天线线圈 L_1 和由电感线圈 L 与可变电容器 C 组成的串联谐振电路。天线所收到的各种频率不同的信号都会在 LC 谐振电路中感应出相应的电动势 $e_1, e_2, e_3, \cdots$，如图 3.36(b)所示，图中的 R 是线圈 L 的电阻。改变 C，对所需信号频率调到串联谐振，那么这时 LC 回路中该频率的电流最大，在可变电容器两端的这种频率的电压也就较高。其他各种不同频率的信号虽然也在接收机里出现，但由于它们没有达到谐振，在回路中引起的电流很小。这样就起到了选择信号和抑制干扰的作用。

这里有一个选择性的问题。如图 3.37 所示，当频率曲线比较尖锐时，稍有偏离谐振频率 f_0 的信号，就大大减弱。也就是说，谐振曲线越尖锐，选择性就越强。此外，也引用通频带宽度的概念。也就是规定，在电流 I 值等于最大值 I_{max} 的70.7%处频率的上下限之间宽度称为**通频带宽度 $\Delta f = f_2 - f_1$**。

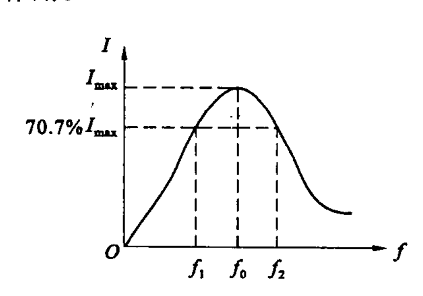


图 3.37 通频带宽度

通频带宽度越小，表明谐振曲线越尖锐，电路的频率选择性就越强。而谐振曲线的尖锐或平坦同 Q 值有

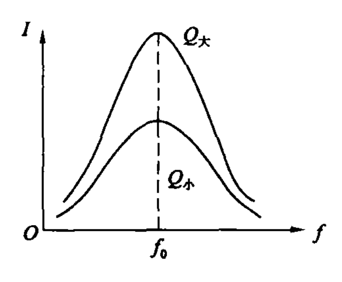


图 3.38　Q 与谐振曲线的关系

关，如图 3.38 所示。设电路的 L 和 C 值不变，只改变 R 值。R 值越小，Q 值越大，则谐振曲线越尖锐，也就是选择性越强。这是品质因数 Q 的另外一个物理意义。减小 R 值，也就是减小线圈导线的电阻和电路中的各种能量损耗。

【例 3.17】 将一线圈（$L=4$ mH，$R=50\ \Omega$）与电容器（$C=160$ pF）串联，接在 $U=25$ V 的电源上。(1) 当 $f_0=200$ kHz 时发生谐振，求电流和电容器上的电压；(2) 当频率增加 10% 时，再求电流和电容器上的电压。

【解】 (1) 当 $f_0=200$ kHz，电路发生谐振时，有 $X_L=X_C$，呈纯电阻性。

$$I=I_{max}=\frac{U}{R}=\frac{25\ \text{V}}{50\ \Omega}=0.5\ \text{A}$$

$$U_C=X_C I=\frac{1}{2\pi fC}I=\frac{1}{2\times3.14\times2\times10^5\times1.6\times10^{-10}}\times0.5\ \text{V}=2500\ \text{V}$$

(2) 当频率增加 10% 时

$$X_L=2\pi fL=2\times3.14\times2.2\times10^5\times4\times10^{-3}\ \Omega=5500\ \Omega$$

$$X_C=\frac{1}{2\pi fC}=\frac{1}{2\times3.14\times2.2\times10^5\times1.6\times10^{-10}}\ \Omega=4500\ \Omega$$

$$|Z|=\sqrt{50^2+1000^2}\ \Omega\approx1000\ \Omega$$

$$I=\frac{U}{|Z|}=\frac{25\ \text{V}}{1000\ \Omega}=25\ \text{mA}$$

$$U_C=X_C I=4500\ \Omega\times25\ \text{mA}=112.5\ \text{V}$$

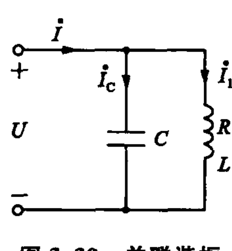


图 3.39　并联谐振

3.7.2　并联谐振

由于线圈的等效模型是 RL 的串联（其中谐振时 $\omega_0 L$ 远大于 R），当它与电容器 C 并联时，其电路如图 3.39 所示，其等效阻抗为

$$Z=\frac{(R+\text{j}\omega L)\left(-\text{j}\frac{1}{\omega C}\right)}{R+\text{j}\left(\omega L-\frac{1}{\omega C}\right)}\approx\frac{\text{j}\omega L\left(-\text{j}\frac{1}{\omega C}\right)}{R+\text{j}\omega L-\text{j}\frac{1}{\omega C}}$$

$$=\frac{\frac{L}{C}}{R+\text{j}\left(\omega L-\frac{1}{\omega C}\right)}\tag{3.51}$$

当将电源角频率 ω 调到 ω_0 时，

$$\omega_0 L=\frac{1}{\omega_0 C},\quad \omega=\omega_0=\frac{1}{\sqrt{LC}}$$

或

$$f=f_0=\frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}\tag{3.52}$$

时，发生**并联谐振**。

并联谐振具有以下特征：

(1) 由式(3.51)可知，谐振时电路的阻抗模为

$$|Z_0| = \frac{L}{RC} \tag{3.53}$$

其值最大，因此在电源电压 U 一定的情况下，电流 I 将在谐振时达到最小值，即 $I = I_{\min} = \frac{U}{|Z_0|}$。

阻抗模与电流的谐振曲线如图 3.40 所示。

(2) 由于电源电压与电路中电流同相($\varphi=0$)，因此电路对电源呈现纯阻性。谐振时电路的阻抗模 $|Z_0|$ 相当于一个电阻。

(3) 谐振时各并联支路的电流为

$$I_1 = \frac{U}{\sqrt{R^2+(\omega_0 L)^2}} \approx \frac{U}{\omega_0 L}, \quad I_C = \frac{U}{\frac{1}{\omega_0 C}}$$

因为 $\omega_0 L \approx \frac{1}{\omega_0 C}$，$\omega_0 L \gg R$ 即 $\varphi_1 \approx 90°$。

所以由上列各式和图 3.41 的相量图可知，

$$I_1 \approx I_C \gg I$$

即在谐振时并联支路的电流近似相等，而比总电流大许多倍。

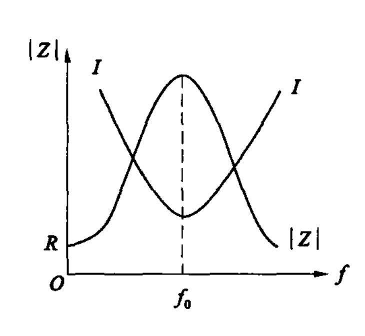


图 3.40 |Z|和 I 的谐振曲线

图 3.41 并联谐振相量

I_C 或 I_1 与总电流 I 的比值为电路的品质因数

$$Q = \frac{I_1}{I} = \frac{1}{\omega_0 CR} = \frac{\omega_0 L}{R} \tag{3.54}$$

即在谐振时，支路电流 I_C 或 I_1 是总电流 I 的 Q 倍，也就是谐振时电路的阻抗模为支路阻抗模的 Q 倍。

在 L 和 C 值不变时 R 值愈小，品质因数 Q 愈大，阻抗模 $|Z_0|$ 也愈大，阻抗谐振曲线也愈尖锐，选择性也就愈强(图3.42)。

并联谐振在无线电工程和工业电子技术中也常应用。例如利用并联谐振时阻抗模高的特点来选择信号或消除干扰。

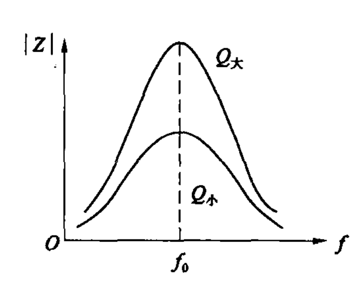


图 3.42 |Z|与谐振的关系

【例 3.18】 图 3.39 所示的并联谐振电路，$L=0.25$ mH，$R=25$ Ω，$C=85$ pF，试求谐

振角频率 ω_0、品质因数 Q 和谐振时电路的阻抗模 $|Z_0|$。

【解】

$$\omega_0 \approx \sqrt{\frac{1}{LC}} = \sqrt{\frac{1}{0.25\times10^{-3}\times8.5\times10^{-11}}} = \sqrt{4.7\times10^{13}}$$
$$= 6.86\times10^6\ \text{rad/s}$$

$$f_0 = \frac{\omega_0}{2\pi} = \frac{6.86\times10^6}{2\times3.14} = 1100\ \text{kHz}$$

$$Q = \frac{\omega_0 L}{R} = \frac{6.86\times10^6\times0.25\times10^{-3}}{25} = 68.6$$

$$|Z_0| = \frac{L}{RC} = \frac{0.25\times10^{-3}}{25\times8.5\times10^{-11}}\ \Omega = 117\ \text{k}\Omega$$

【例 3.19】 如图 3.43 所示的电路，$U=220$ V，$C=1\ \mu$F。(1) 当电源频率 $\omega_1=1000$ rad/s时，$U_R=0$ V；(2) 当电源频率 $\omega_2=2000$ rad/s 时，$U_R=U=220$ V。试求电路参数 L_1、L_2。

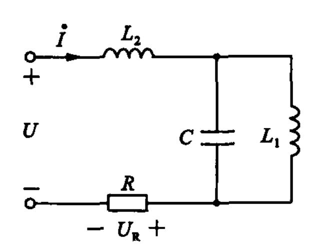


图 3.43　例 3.19 图

【解】 (1) 此时 $U_R=0$ V，说明电路处于并联谐振的状态，只有 L_1、C 发生并联谐振，故

$$\omega_1 L_1 = \frac{1}{\omega_1 C} \Rightarrow L_1 = \frac{1}{\omega_1^2 C}$$
$$= \frac{1}{1000^2\times1\times10^{-6}}\ \text{H}$$
$$= 1\ \text{H}$$

(2) 此时 $U_R=U=220$ V，说明电路处于串联谐振的状态，L_1、C 并联，电容呈现容性，它的等效阻抗为

$$Z_1 = \frac{(\text{j}\omega_2 L_1)\left(-\text{j}\frac{1}{\omega_2 C}\right)}{\text{j}\left(\omega_2 L_1 - \frac{1}{\omega_2 C}\right)} = -\text{j}\frac{\omega_2 L_1}{\omega_2^2 L_1 C - 1}$$

总阻抗 $Z=R+\text{j}\left(\omega_2 L_2 - \frac{\omega_2 L_1}{\omega_2^2 L_1 C-1}\right)$，此时虚部为零，则有

$$\omega_2 L_2 = \frac{\omega_2 L_1}{\omega_2^2 L_1 C - 1} \Rightarrow L_2 = \frac{L_1}{\omega_2^2 L_1 C - 1}$$
$$= \frac{1}{2000^2\times1\times10^{-6}-1}\ \text{H}$$
$$= 0.33\ \text{H}$$

思考与练习

3.7.1　试分析谐振时能量的消耗和互换的过程。与电路的串、并联有关吗？

3.7.2　试分析当电源频率低于或高于谐振频率时，电路呈现感性还是容性？与电路的串、并联有关吗？

3.7.3　在图 3.39 中，假设电阻 R 趋于零，$|Z_0|$、$\dot{I}_1$、$\dot{I}_C$、$\dot{I}$ 将如何变化？

3.8 三相交流电路

目前，世界各国的电力系统中电能的生产、传输和供电方式绝大多数都采用三相制。它是世界上规模最大的生产系统，系统的结构为适应工业化生产的需要，已经标准化或规范化，它主要是由三相电源、三相负载和三相输电线路三部分组成。

3.8.1 三相交流电路的概念

3.8.1.1 对称三相电源

对称三相电源是由3个同频率、等幅值、初相位依次滞后120°的正弦电压连接成星形(Y)或三角形(△)组成的电源，这3个电源依次称为A相、B相和C相，对称三相电压各相的波形和相量图如图3.44所示。它们的电压瞬时表达式及其相量分别为

(1) 瞬时表达式

$$\left.\begin{aligned} U_A &= U_m \sin\omega t \\ U_B &= U_m \sin(\omega t - 120°) \\ U_C &= U_m \sin(\omega t + 120°) \end{aligned}\right\} \qquad (3.55)$$

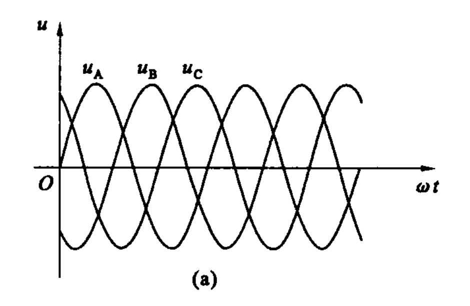
(2) 相量的复数表达式及相量图

$$\left.\begin{aligned} \dot{U}_A &= U \angle 0° \\ \dot{U}_B &= U \angle -120° \\ \dot{U}_C &= U \angle -240° = U \angle 120° \end{aligned}\right\} \qquad (3.56)$$

对称三相电压满足

$$\left.\begin{aligned} u_A + u_B + u_C &= 0 \\ \dot{U}_A + \dot{U}_B + \dot{U}_C &= 0 \end{aligned}\right\} \qquad (3.57)$$

对称三相电压源是由三相发电机提供的(我国三相系统电源频率$f=50$ Hz，入户电压为220 V，而日、美、欧洲等国为60 Hz，110 V)。



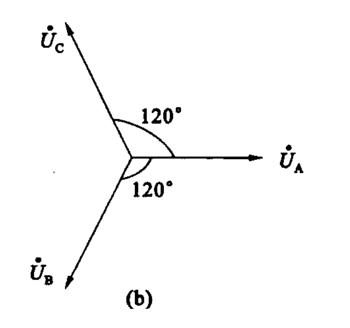
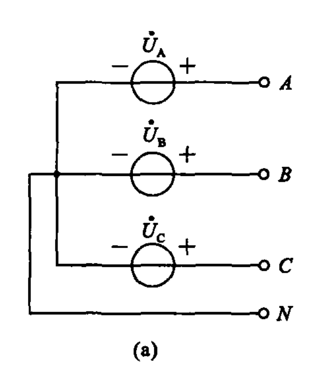


图3.44 对称三相电压的波形和相量

3.8.1.2 三相电压源和负载的连接方式

图3.45(a)所示为三相电压源的星形连接方式，简称**星形**或**Y形电源**。从3个电压源正极性端子A、B、C向外引出的导线称为**端线**，从中性点N引出的导线称为**中性线**(旧称零线)。把三相电压源依次连接成一个回路，再从端子A、B、C引出端线，如图3.45(b)所示，就成为三相电源的三角形连接，简称**三角形**或**△形电源**。三角形电源不能引出中性线。

3个阻抗接成星形(或三角形)就构成星形(三角形)负载，如图3.46所示。当这3个阻抗相等时，就称为**对称三相负载**。从对称三相电源的3个端子引出具有相同阻抗的3条端线(或输电线)，把一些对称三相负载连接在端线上就形成了对称三相电路。图3.46(a)、(b)为两个对称三相电路的示例。图3.46(a)中的三相电源为星形电源，负载为星形负载，称为**Y-Y连接方式**(实线所示部分)；图3.46(b)中，三相电源为星形电源，负载为三角形负载，称为**Y-△连接方式**。还有△-Y和△-△连接方式。



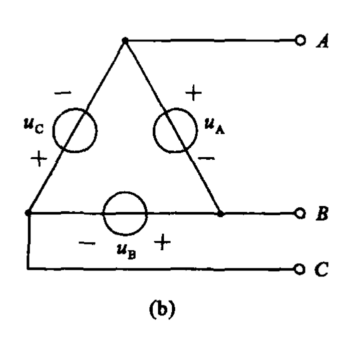
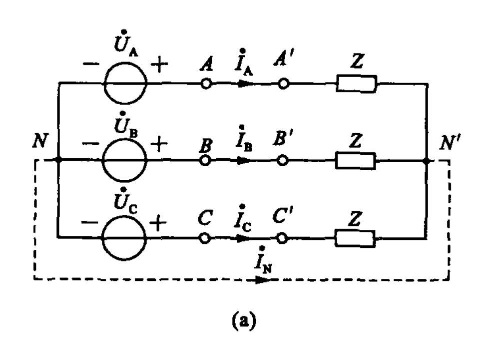


图 3.45 三相电压源的连接方式

(a) 星形(Y形)电源;(b) 三角形(△形)电源



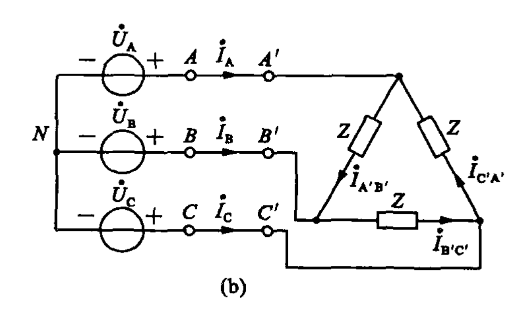


图 3.46 对称三相电路

(a) Y-Y 连接方式;(b) Y-△连接方式

在 Y-Y 连接中,如把三相电源的中性点 N 和负载的中性点 N'用一条中性线连接起来,如图 3.46(a)中虚线所示,这种连接方式称为**三相四线制方式**。上述其余连接方式均属三相三线制。实际三相电路中,三相电源是对称的,3 条端线阻抗是相等的,但负载则不一定是对称的。

3.8.1.3 线电压(电流)与相电压(电流)的关系

三相系统中,流经输电线中的电流称为线电流,如图 3.46(a)、(b)所示的 $\dot{I}_A$、$\dot{I}_B$、$\dot{I}_C$,$\dot{I}_N$ 称为**中性线电流**。各输电线线端之间的电压,如图 3.46(a)、(b)所示电源端的 $\dot{U}_{AB}$、$\dot{U}_{BC}$、$\dot{U}_{CA}$和负载端的 $\dot{U}_{A'B'}$、$\dot{U}_{B'C'}$、$\dot{U}_{C'A'}$,都称为**线电压**。三相电源各三相负载中每一相的电压、电流称为**相电压和相电流**。**三相系统中的线电压和相电压、线电流和相电流之间的关系都与连接方式有关。**

对于对称星形电源,依次设其线电压为 $\dot{U}_{AB}$、$\dot{U}_{BC}$、$\dot{U}_{CA}$,相电压为 $\dot{U}_A$、$\dot{U}_B$、$\dot{U}_C$(或 $\dot{U}_{AN}$、$\dot{U}_{BN}$、$\dot{U}_{CN}$),如图 3.45(a)所示,根据 KVL 有

$$\left.\begin{aligned}\dot{U}_{AB} &= \dot{U}_A - \dot{U}_B = (1-\beta^2)\dot{U}_A = \sqrt{3}\dot{U}_A\angle 30^\circ \\ \dot{U}_{BC} &= \dot{U}_B - \dot{U}_C = (1-\beta^2)\dot{U}_B = \sqrt{3}\dot{U}_B\angle 30^\circ \\ \dot{U}_{CA} &= \dot{U}_C - \dot{U}_A = (1-\beta^2)\dot{U}_C = \sqrt{3}\dot{U}_C\angle 30^\circ\end{aligned}\right\} \tag{3.58}$$

其中 $\beta=\frac{1}{2}+\mathrm{j}\frac{\sqrt{3}}{2}=1\angle 120°$(因为三相之间正好各相差 120°)。

另有 $\dot{U}_{AB}+\dot{U}_{BC}+\dot{U}_{CA}=0$。所以式(3.58)中,只有两个方程是独立的。对称的星形三相电源的线电压与相电压之间的关系,可用一种特殊的电压相量图表示,如图 3.47(a)所示。它是由式(3.58)三个公式的相量图拼接而成,图中虚线所示部分表示 $\dot{U}_{AB}$的图解求法。从图中可以看出,线电压与对称相电压之间的关系可以用图示电压正三角形说明,相电压对称时,线电压也一定依序对称,它是相电压的$\sqrt{3}$倍,依次超前 $\dot{U}_A$、$\dot{U}_B$、$\dot{U}_C$ 相位 30°,实际计算时,只要算出 $\dot{U}_{AB}$,就可以依序写出 $\dot{U}_{BC}=\beta^2\dot{U}_{AB}$,$\dot{U}_{CA}=\beta\dot{U}_{AB}$。

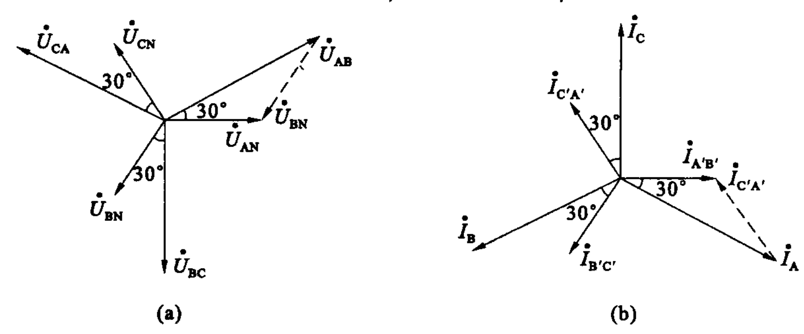


图 3.47 线值和相值之间的关系

对于三角形电源(如图 3.45(b)所示),有

$$\dot{U}_{AB}=\dot{U}_A,\quad \dot{U}_{BC}=\dot{U}_B,\quad \dot{U}_{CA}=\dot{U}_C$$

所以线电压等于相电压,相电压对称时,线电压也一定对称。

以上有关线电压和相电压的关系也适用于对称星形负载端和三角形负载端。

对称三相电源和相负载中性线电流和相电流之间的关系叙述如下。

对于星形连接,线电流显然等于相电流,对三角形连接则不是如此。以图 3.47(b)所示三角形负载为例,设每相负载中的对称相电流分别为 $\dot{I}_{A'B'}$、$\dot{I}_{B'C'}=\beta^2\dot{I}_{A'B'}$、$\dot{I}_{C'A'}=\beta\dot{I}_{A'B'}$,3 个线电流依次分别为 $\dot{I}_A$、$\dot{I}_B$、$\dot{I}_C$,电流的参考方向如图 3.47(b)所示。根据 KCL,有

$$\left.\begin{aligned}\dot{I}_A&=\dot{I}_{A'B'}-\dot{I}_{C'A'}=(1-\beta)\dot{I}_{A'B'}=\sqrt{3}\dot{I}_{A'B'}\angle-30°\\\dot{I}_B&=\dot{I}_{B'C'}-\dot{I}_{A'B'}=(1-\beta)\dot{I}_{B'C'}=\sqrt{3}\dot{I}_{B'C'}\angle-30°\\\dot{I}_C&=\dot{I}_{C'A'}-\dot{I}_{B'C'}=(1-\beta)\dot{I}_{C'A'}=\sqrt{3}\dot{I}_{C'A'}\angle-30°\end{aligned}\right\}\tag{3.59}$$

另有 $\dot{I}_A+\dot{I}_B+\dot{I}_C=0$。所以,上述 3 个方程中,只有 2 个方程是独立的。线电流与对称相电流之间的关系,也可以用一种特殊的电流相量图表示,如图 3.47(b)所示,图中虚线部分表示 $\dot{I}_A$ 的图解求法,其他线电流的图解求法类同。从图中可以看出,线电流与对称的三角形负载相电流之间的关系,可以用一个电流正三角形说明,相电流对称时,线电流也一定对称,它是相电流的$\sqrt{3}$倍,依次滞后 $\dot{I}_{A'B'}$、$\dot{I}_{B'C'}$、$\dot{I}_{C'A'}$的相位 30°,实际计算时,只要算出 $\dot{I}_A$,就可以依序写出 $\dot{I}_B=\beta^2\dot{I}_A$,$\dot{I}_C=\beta\dot{I}_A$。

上述分析方法也适用于三角形电源。

最后还必须指出，所有关于电压、电流的对称性以及对称相值和对称线值之间关系的论述，只能在指定的顺序和参考方向的条件下，才能以简单有序的形式表达出来，而不能任意设定（理论上可以），否则将会使问题的表述变得杂乱无序。

3.8.2 三相电路的计算

3.8.2.1 三相电路的计算

对称三相电路是一类特殊类型的正弦电流电路。因此，分析正弦电流电路的相量法对对称三相电路完全适用。我们根据对称三相电路的一些特点，来简化对称三相电路分析计算。

现在，以对称三相四线制电路为例来进行分析，如图 3.46(a)所示（线路阻抗和中性线阻抗忽略不计）。N 和 N'为中性点。对于这种电路，由于 $\dot{U}_A+\dot{U}_B+\dot{U}_C=0$，所以 $\dot{U}_{N'N}=0$，各相电源和负载中的相电流等于线电流，它们是

$$\left.\begin{aligned} \dot{I}_A &= \frac{\dot{U}_A-\dot{U}_{NN'}}{Z}=\frac{\dot{U}_A}{Z} \\ \dot{I}_B &= \frac{\dot{U}_B}{Z}=\beta^2\dot{I}_A \\ \dot{I}_C &= \frac{\dot{U}_C}{Z}=\beta\dot{I}_A \end{aligned}\right\} \tag{3.60}$$

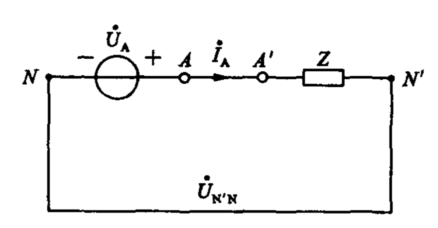


图 3.48　一相计算电路

可以看出，各线（相）电流独立，$\dot{U}_{N'N}=0$ **是各线（相）电流独立，彼此无关的必要和充分条件。**所以，对称的 Y-Y 电路可分列为三个独立的单相电路。又由于三相电源、三相负载的对称，所以线（相）电流构成对称组。因此，只要分析计算中的任一相，而其他两线（相）的电流就能按对称顺序写出。这就是对称的 Y-Y 三相电路图归结为一相的计算方法。图3.48为一相计算电路（A 相）。注意，在一相计算电路中，连接 N、N'的短路线是 $\dot{U}_{N'N}=0$ 的等效线，与中性线阻抗无关。另外，中性线的电流为

$$\dot{I}_N=\dot{I}_A+\dot{I}_B+\dot{I}_C=0$$

这表明，对称的 Y-Y 三相电路，在理论上不需要中性线，可以移去。而在任一时刻，i_A、i_B、i_C 中至少有一个为负值，对应此负值电流的输电线则作为对称电流系统在该时刻的电流回线。

对于其他连接方式的对称三相电路，可以根据星形和三角形的等效互换，化成对称的 Y-Y 三相电路，然后用一相计算法求解。

【例 3.20】 对称三相电路，已知 $Z=6+\mathrm{j}8\ \Omega$，$u_{AB}=380\sqrt{2}\sin(\omega t+30°)$ V（如图 3.46(a)所示）。求负载中各电流相量。

【解】 可设一组对称三相电压源与该组对称线电压对应，根据式(3.58)可得

$$\dot{U}_A = \frac{\dot{U}_{AB}}{\sqrt{3}}\angle -30^\circ = \frac{380\angle 30^\circ}{\sqrt{3}}\angle -30^\circ = 220\angle 0^\circ\ \text{V}$$

由此可得一相(A 相)计算电路,如图 3.48 所示,求得

$$\dot{I}_A = \frac{\dot{U}_A}{Z} = \frac{220\angle 0^\circ\ \text{V}}{10\ \angle 53^\circ\ \Omega} = 22\ \angle -53^\circ\ \text{A}$$

根据对称性可写出:

$$\dot{I}_B = \beta^2\dot{I}_A = 22\ \angle -173^\circ\ \text{A},\quad \dot{I}_C = \beta\dot{I}_A = 22\ \angle 67^\circ\ \text{A}$$

对称三相电路的相量图,可将 A 相的相量图依次顺时针旋转 120°合成。

【例 3.21】 对称三相电路如图 3.46(b)所示,负载为三角形。已知:$Z=9+\text{j}12\ \Omega$,对称线电压 $U_{AB}=380$ V。求负载端的线电压、线电流和相电流。

【解】 将 Y-△连接方式转换为 Y-Y 连接方式,转换后的阻抗为 Z',则

$$Z' = \frac{Z}{3} = \frac{9+\text{j}12\ \Omega}{3} = 3+\text{j}4\ \Omega = 5\angle 53^\circ\ \Omega$$

设 $\dot{U}_A=220\ \angle 0^\circ$ V,根据一相(A 相)计算电路可求出线电流

$$\dot{I}_A = \frac{\dot{U}_A}{Z'} = \frac{220\ \angle 0^\circ\ \text{V}}{5\angle 53^\circ\ \Omega} = 44\ \angle -53^\circ\ \text{A}$$

根据对称性可写出:

$$\dot{I}_B = \beta^2\dot{I}_A = 44\ \angle -173^\circ\ \text{A},\quad \dot{I}_C = \beta\dot{I}_A = 44\ \angle 67^\circ\ \text{A}$$

根据式(3.59)可得出相电流

$$\dot{I}_{A'B'} = \frac{\dot{I}_A}{\sqrt{3}}\angle 30^\circ = 25.4\ \angle -23^\circ\ \text{A}$$

$$\dot{I}_{B'C'} = \frac{\dot{I}_B}{\sqrt{3}}\angle 30^\circ = 25.4\ \angle -143^\circ\ \text{A}$$

$$\dot{I}_{C'A'} = \frac{\dot{I}_C}{\sqrt{3}}\angle 30^\circ = 25.4\ \angle 97^\circ\ \text{A}$$

负载的线电压与电源线电压相同(请读者自己列出)。

3.8.2.2 不对称三相电路的概念

在三相电路中,只要有一部分不对称就称为不对称三相电路,例如,对称三相电路的某一条端线断开,或某一相负载发生短路或开路,它就失去了对称性,成为不对称的三相电路。对于不对称三相电路的分析,一般情况下,不能引用上一节介绍的一相计算方式,而要用其他方法求解。

图 3.49(a)的 Y-Y 连接电路中三相电源是对称的,但负载不对称。先讨论开关 S 打开(即不接中性线)时的情况。用节点电压法,可以求得节点电压 $\dot{U}_{N'N}$ 为

$$\dot{U}_{N'N} = \frac{\dot{U}_A Y_A + \dot{U}_B Y_B + \dot{U}_C Y_C}{Y_A + Y_B + Y_C} \tag{3.61}$$

由于负载不对称,一般情况下 $\dot{U}_{N'N}\neq 0$,即 N' 点和 N 点电位不同了。从图 3.49(b)的

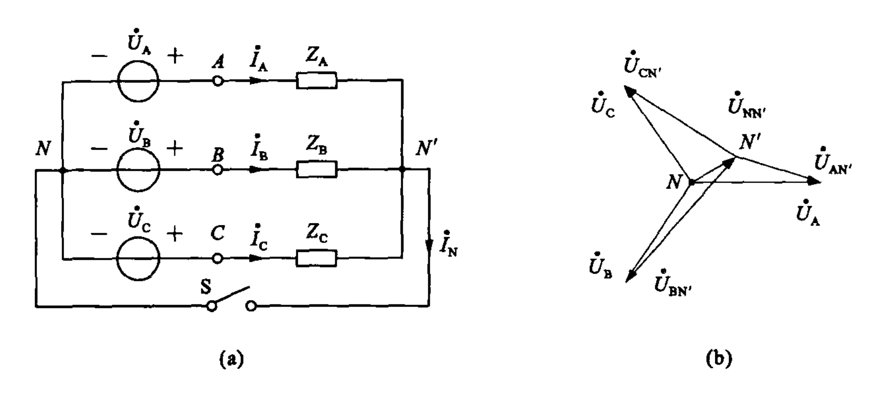


图 3.49　不对称三相电路

相量关系可以清楚看出，N'与 N 不重合，这一现象称为**中性点位移**。在电源对称的情况下，可以根据中性点位移的情况判断负载端不对称的程度。当中性点位移较大时，会造成负载端的电压严重的不对称，从而可能使负载的工作不正常。另一方面，如果负载变动时，由于各相的工作相互关联，因此彼此都互有影响。

合上开关 S(接上中性线)，如果中性线阻抗忽略不计，则可能使 $\dot{U}_{N'N}=0$。尽管电路是不对称的，但在这个条件下，可使各相保持独立性，各相的工作互不影响，因而各相可以分别独立计算。能确保各相负载在相电压下安全工作，这就克服了无中性线时引起的缺点。因此，在负载不对称的情况下中性线的存在是非常重要的，它能起到保证安全供电的作用。

由于线(相)电流的不对称，中性线电流一般不为零，即

$$\dot{I}_N=\dot{I}_A+\dot{I}_B+\dot{I}_C\neq 0$$

【例 3.22】　不对称三相电路如图 3.49(a)所示。已知：$Z_A=-\mathrm{j}\dfrac{1}{\omega C}$(电容)，$Z_B=Z_C=R$，而且 $R=\dfrac{1}{\omega C}$(假设电阻 R 是白炽灯)。试说明在对称电压的情况下，当 S 打开时，如何根据两个白炽灯的亮灭来判断相序？

【解】　根据式(3.61)求出

$$\dot{U}_{N'N}=\frac{\dot{U}_A Y_A+\dot{U}_B Y_B+\dot{U}_C Y_C}{Y_A+Y_B+Y_C}=\frac{\mathrm{j}\omega C\dot{U}_A+\dfrac{1}{R}(\dot{U}_B+\dot{U}_C)}{\mathrm{j}\omega C+\dfrac{2}{R}}$$

可设 $\dot{U}_A=U\angle 0°$ V，代入上式中，化简得

$$\dot{U}_{N'N}=(-0.2+\mathrm{j}0.6)U=0.63U\angle 108.4°$$

B 相白炽灯的电压 $\dot{U}_{BN'}=\dot{U}_{BN}-\dot{U}_{N'N}=1.5U\angle -101.5°$，所以 $U_{BN'}=1.5U$

而 C 相白炽灯的电压 $\dot{U}_{CN'}=\dot{U}_{CN}-\dot{U}_{N'N}=0.4U\angle 133.4°$，所以 $\dot{U}_{CN'}=0.4U$

根据上面结果可以判断：白炽灯较暗的为 C 相。

3.8.2.3　三相功率的计算

不论负载是星形还是三角形连接，总的有功功率必定等于各相有功功率之和。当负载对称时，每项有功功率是相等的。因此三相总功率为

$$P = 3P_p = 3U_pI_p\cos\varphi \tag{3.62}$$

为了叙述方便：相电压统称为 U_p（包括 U_A、U_B、U_C），线电压统称为 U_l（包括 U_{AB}、U_{BC}、U_{CA}）。同理类推，相电流统称为 I_p，线电流统称为 I_l。式中 φ 角是相电压 U_p 和相电流 I_p 之间的相位差。

当对称负载为星形连接时

$$U_l = \sqrt{3}U_p,\quad I_l = I_p$$

当对称负载为三角形连接时

$$U_l = U_p,\quad I_l = \sqrt{3}I_p$$

由此可看出不论对称负载为何种连接方式，都应该满足

$$P = \sqrt{3}U_lI_l\cos\varphi \tag{3.63}$$

式中 φ 角仍是相电压 U_p 和相电流 I_p 之间的相位差。

式(3.62)和式(3.63)都是用来计算三相有功功率的表达式，但是一般用式(3.63)多些，因为线电压和线电流的数值在技术中更容易测量，或者是已知的。

同理，可得出无功功率和视在功率的计算公式：

$$\left.\begin{aligned} Q &= 3U_pI_p\sin\varphi = \sqrt{3}U_lI_l\sin\varphi \\ S &= 3U_pI_p = \sqrt{3}U_lI_l \end{aligned}\right\} \tag{3.64}$$

【例 3.23】 有一三相电动机，每一相等效电阻 R=29 Ω，等效感抗 X_L=21.8 Ω。绕组为星形连接于线电压 U_l=380 V 的电源上。试求电动机的相电流、线电流及从电源的输入功率。

【解】

$$I_p = \frac{U_p}{|Z|} = \frac{220\ \text{V}}{\sqrt{29^2+21.8^2}\ \Omega} = 6.1\ \text{A}$$

因为是星形连接，所以 $I_l = I_p = 6.1$ A

从电源输入功率为

$$P = \sqrt{3}U_lI_l\cos\varphi = \sqrt{3}\times 380\times 6.1\times\frac{29}{\sqrt{29^2+21.8^2}}\ \text{W} = 3200\ \text{W} = 3.2\ \text{kW}$$

【例 3.24】 线电压 U_l 为 380 V 的三相电源上接有两组对称三相负载：一组为三角形连接方式，每相阻抗 $Z_\triangle = 36.3\angle 37°$ Ω；另一组为星形连接，每相负载为电阻 R_Y=10 Ω，如图 3.50 所示。试求：(1) 各相负载的相电流；(2) 电路线电流；(3) 三相有功功率。

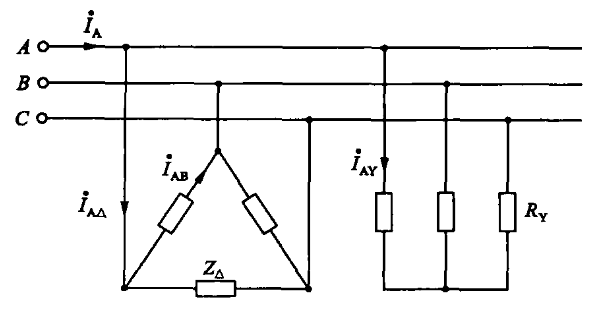


图 3.50 例 3.24 图

【解】 设线电压 $\dot{U}_{AB}=380\angle 0°$ V，则相电压 $\dot{U}_A=220\angle -30°$ V。

(1) 由于三相负载对称，所以计算一相即可，其他相可以依次写出。

三角形负载，其相电流为

$$\dot{I}_{AB\triangle}=\frac{\dot{U}_{AB}}{Z_\triangle}=\frac{380\angle 0°\ \text{V}}{36.3\angle 37°\ \Omega}=10.47\angle -37°\ \text{A}$$

星形负载，其相电流为

$$\dot{I}_{AY}=\frac{\dot{U}_A}{R_Y}=\frac{220\angle -30°\ \text{V}}{10\ \Omega}=22\angle -30°\ \text{A}$$

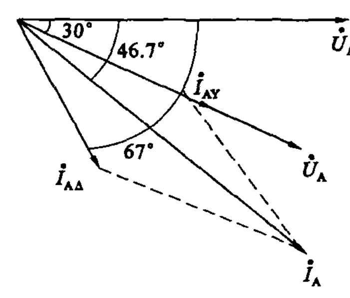


图 3.51 例 3.24 的相量图

(2) 三角形负载的线电流 $\dot{I}_{A\triangle}$。由图 3.47 可知

$$\dot{I}_{A\triangle}=\sqrt{3}\dot{I}_{AB\triangle}\angle -30°=10.47\times\sqrt{3}\angle -67°\ \text{A}$$
$$=18.13\angle -67°\ \text{A}$$

故由图 3.51 利用相量图求解法可求得

$$\dot{I}_A=\dot{I}_{A\triangle}+\dot{I}_{AY}=38\angle -46.7°\ \text{A}$$

(3) 三相电路有功功率为

$$P=P_\triangle+P_Y=\sqrt{3}U_lI_{A\triangle}\cos\varphi_\triangle+\sqrt{3}U_lI_{AY}$$
$$=(\sqrt{3}\times 380\times 18.13\times 0.8+\sqrt{3}\times 380\times 22)\ \text{W}$$
$$=(9546+14480)\ \text{W}=24026\ \text{W}\approx 24\ \text{kW}$$

思考与练习

3.8.1 若三相电压源采用星形连接，设线电压 $u_{AB}=380\sqrt{2}\sin(\omega t-30°)$ V，试写出相电压的三角表达式。

3.8.2 试说明三相四线相比三相三线的优势在哪？

3.8.3 一般情况下，为什么中性线不接熔断丝？

3.8.4 求解例 3.21 的负载端的线电压及其有功功率。

3.8.5 能否利用例 3.22 的结论在实践中测三相电源的相序？

*3.9 安全用电技术

电能的使用为各生产、科研领域及人们的日常生活提供了很大的方便，但如果使用不当，也会造成危险。

下面介绍有关安全用电的几个问题。

3.9.1 电流对人体的伤害

电流对人体的伤害是指由于不慎触及带电体，产生触电事故，使人体受到各种不同的伤害。根据伤害性质可分为电击和电伤两种。

(1) 电击

电击是指电流通过人体内部，影响心脏、呼吸和神经系统的正常功能，造成人体内部组

织的损坏，甚至危及生命。

电击是由电流流过人体而引起的，**它造成伤害的严重程度与电流大小、频率，通电的持续时间，流过人体的路径及人体电阻的大小有关。**

(2) 电伤

电伤是指在电弧的作用下或熔断丝熔断时，对人体外部器官的伤害，如烧伤、金属溅伤等。

3.9.2 常见的触电方式

按照人体触及带电体的方式和电流通过人体的路径，触电方式有**单相触电、两相触电、接触电压触电。**

3.9.2.1 单相触电

人体的某部分在地面或其他接地导体上，另一部分触及一相带电体的触电事故称单相触电。图 3.52(a)表示供电网中性点接地时的单相触电，此时人体承受电源相电压，危险性较大。如果人体与地面的绝缘性较好，危险性可以大大减小；图 3.52(b)表示供电网无中线或中线不接地时的单相触电。此时电流通过人体进入大地，再经过其他两相对地电容或绝缘电阻流回电源，当绝缘不良时，会有危险。

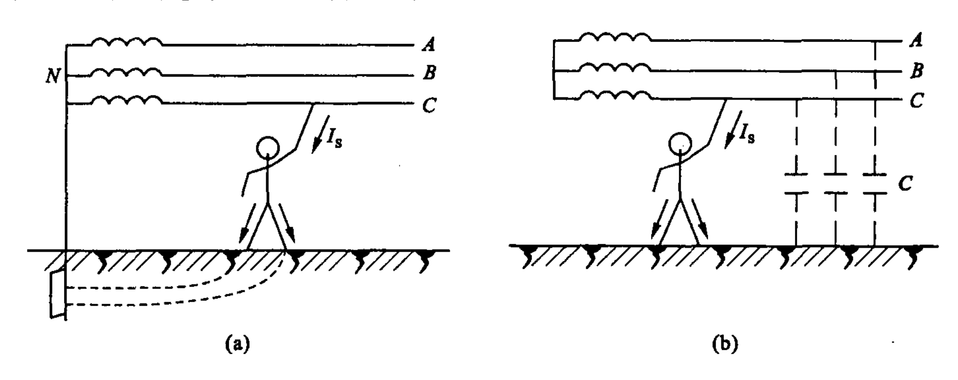


图 3.52 单相触电

(a) 电源中性点接地；(b) 电源中性点不接地

3.9.2.2 两相触电

人体两处同时触及两相带电体时，称两相触电，如图 3.53 所示。这时加到人体的电压为线电压，是相电压的$\sqrt{3}$倍。两相触电是最危险的触电方式，但这种情况不常见。

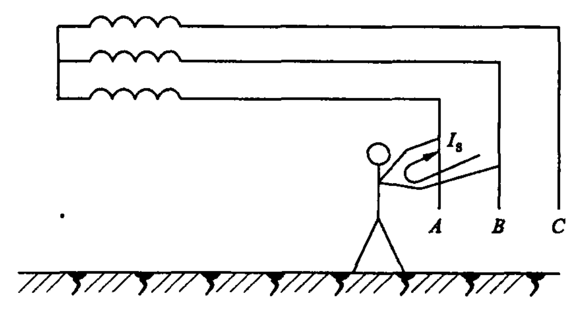


图 3.53 两相触电

3.9.2.3 接触电压触电

电气设备的外壳正常情况下是不带电的，由于某种原因使外壳带电，人体与电气设备的带电外壳接触而引起的触电称接触电压触电。例如，三相油冷式变压器 A 相绕组与箱体接触使其带电，人手触及油箱会产生接触电压触电，相当于单相触电。如图 3.54 所示。

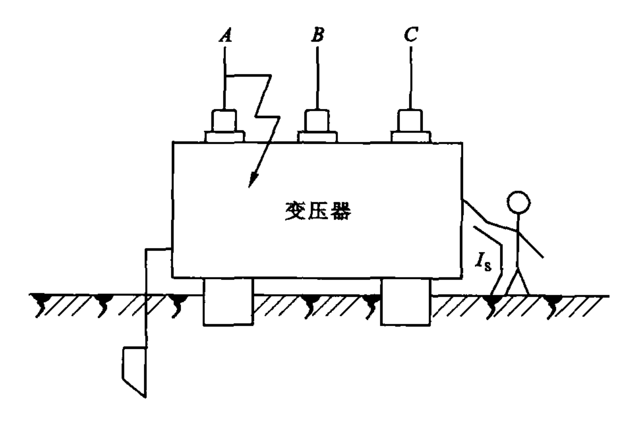


图 3.54 接触电压触电

单相触电和两相触电都是接触正常带电体而发生的触电现象，接触电压触电是触电的另一种情形——接触正常不带电的金属体而触电。

3.9.3 防止触电的保护措施

为了人身安全和电力系统工作的需要，要求电气设备采取接地措施。按接地目的的不同，主要可分为工作接地、保护接地和保护接零三种。

3.9.3.1 使用安全电压

安全电压是指人体较长时间接触带电体而不致发生触电危险的电压。如果通过人体的电流在 0.05 A 以上时，就有生命危险。一般来说，接触 36 V 以下电压时，通过人体的电流不致超过 0.05 A，故把 36 V 的电压作为安全电压。如果在潮湿的场所，安全电压还要规定得低一些。注意安全电压不适用于如下范围：

(1) 水下等特殊场所；

(2) 带电部分能伸入人体内的医疗设备。

3.9.3.2 保护接地和保护接零

(1) 保护接地

保护接地，就是将电气设备的金属外壳(正常情况下是不带电的)接地，以防止因漏电而可能发生的触电，宜用于中性点不接地的低电压系统中。如图 3.55(a)所示，造成人体触电危险。如图 3.55(b)所示，由于有保护接地，不会造成危险。

(2) 保护接零

在 1000 V 以下的中性点接地的三相四线制低压系统中，为了防止触电事故，把电气设备的外壳或构架与系统的零线(中性线)相连，即保护接零，如图 3.56(a)所示。

采取了保护接零措施后，如有电气设备发生单相碰壳故障时，形成一个单相短路回路。由于短路电流极大，使熔丝快速熔断，保护装置动作，从而迅速地切断了电源，防止了触电事故的发生。

(a) (b)

图 3.55 保护接地

(a) (b)

图 3.56 保护接零

(a) 保护接零电路;(b) 插座上的接零

3.9.3.3 工作接地

电力系统由于运行和安全的需要,常将中性点接地,这种接地的方式称为工作接地。如图 3.57 所示。工作接地有下列目的:

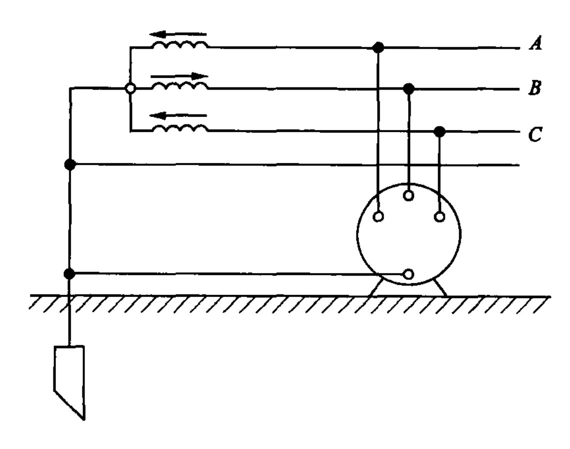


图 3.57 工作接地

（1）降低触电电压

在中性点不接地的系统中，当一相接地而人体触及另外两相之一时，触电电压将为相电压的$\sqrt{3}$倍，即为线电压。而在中性点接地的系统中，则在上述情况下，触点电压就降低到等于或者接近相电压。

（2）迅速切断故障设备

在中性点不接地的系统中，当一相接地时，接地电流很小（因为导线和地面间存在电容和绝缘电阻，也可构成电流的通路），不足以使保护装置动作而切断电源，接地故障不易被发现，将长时间持续下去，对人身不安全。而在中性点接地的系统中，一相接地后的接地电流较大（接近单相短路），保护装置迅速动作，断开故障点。

（3）降低电器设备对地的绝缘水平

在中性点不接地的系统中，一相接地时将使另外两相的对地电压升高到线电压。而在中性点接地的系统中，则接近于相电压，故可降低电器设备和输电线的绝缘水平，节约投资。

但是，中性点不接地也有好处。第一，一相接地往往是瞬时的，能自动消除，在中性点不接地的系统中，就不会跳闸而发生停电事故；第二，一相接地故障可以允许短时间存在，这样，以便寻找故障和修复。

3.9.3.4　保护接零和重复接地

在中性点接地的系统中，除采用保护接零外，还要采用重复接地，就是将零线相隔一定距离多处进行接地，如图3.58所示。这样，在图中当零线在“×”处断开而电机一相碰壳时：

（1）如无重复接地，人体触及外壳，相当于单相触电，是有危险的。

（2）如有重复接地，由于多处重复接地的接地电阻并联，使外壳对地电压大大降低，减小了危险程度。为了确保安全，零干线必须连接牢固，开关和熔断器不允许装在零干线上。但引入住宅和办公场所的一根相线和一根零线上一般都装有双极开关，并都装有熔断器以增加短路时熔断的机会。

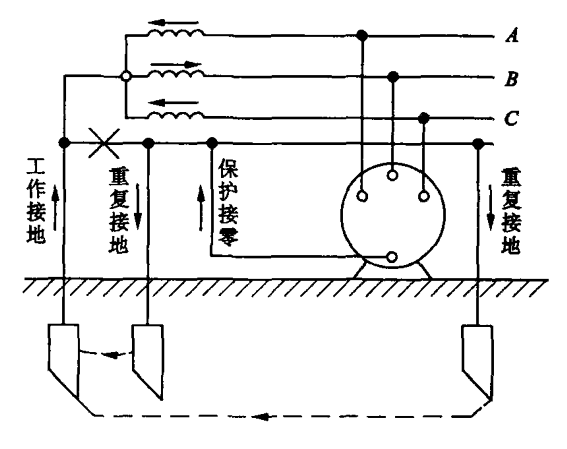


图3.58　工作接地、保护接零和重复接地

特别注意：

（1）同一台变压器供电系统的电气设备不允许一部分采用保护接地，另一部分采用保护接零；

（2）保护零线上不准装设熔断器；

（3）保护接地或接零线不得串联；

（4）在保护接零方式中，将零线的多处通过接地装置与大地再次连接，叫重复接地。保护接零回路的重复接地是保证接地系统可靠运行，可防止零线断线失去保护作用。

3.9.3.5　使用漏电保护装置

漏电保护装置按控制原理可分为电压动作型、电流动作型、交流脉冲型和直流型等几种。其中电流动作型的保护性能最好，应用最为普遍。

电流动作型漏电保护装置是由测量元件、放大元件、执行元件、检测元件组成，如图3.59

所示。

测量元件是一个电流互感器，相线和零线从中穿过，当电源供出的电流经负载使用后又回到电源，互感器铁芯中合成磁场为零，说明无漏电现象，执行机构不动作；当合成磁场不为零时，表明有漏电现象，执行机构快速动作，切断电源时间一般为 0.1 s，保证安全。

家庭中，漏电保护器，一般接在单相电能表和断路器或胶盖闸刀后，是安全用电的重要保障。如图 3.60 所示。

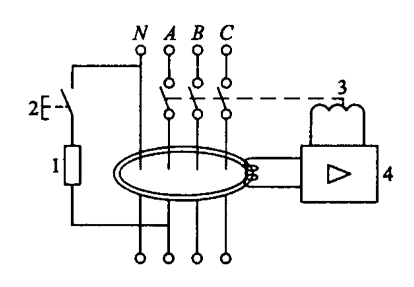


图 3.59　电流动作型漏电保护装置

1—检测元件；2—试验开关；
3—执行元件；4—放大元件

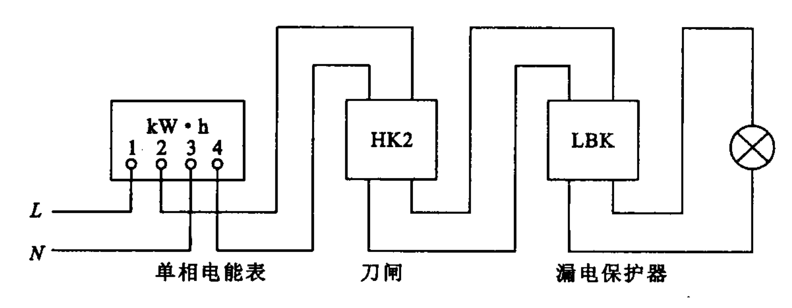


图 3.60　漏电保护器的使用

3.9.4　安全用电及触电急救常识

3.9.4.1　安全用电常识

为防止触电事故发生，需要宣传并且普及安全用电常识。

(1) 任何电气设备在未确认无电以前应一律认为有电，不要随便接触电气设备，不要盲目信赖开关或控制装置，不要依赖绝缘来防范触电。

(2) 尽量避免带电操作，手湿时更应禁止带电操作。

(3) 若发现电线、插头损坏应立即更换，禁止乱拉临时电线。如需拉临时电线，应用橡皮绝缘线，且离地不低于 2.5 m，用后及时拆除。

(4) 广播线、电话线应与电力线分杆架设，电话线、广播线在电力线下面穿过时，与电力线的垂直距离不得小于 1.25 m。

(5) 电线上不能晾衣物，晾衣物的铁丝也不能靠近电线，更不能与电线交叉搭接或缠绕在一起。

(6) 不能在架空线路和室外变电所附近放风筝；不得用鸟枪或弹弓打电线上的鸟；不许爬电杆，不要在电杆、拉线附近挖土，不要玩弄电线、开关、灯头等电气设备。

(7) 不带电移动电气设备，当将带有金属外壳的电气设备移至新的地方后，要先安装好地线，检查设备完好后，才能使用。

(8) 移动电器的插座，一般要用带保护接地插孔的插座。不要用湿手去摸灯头、开关和插头。

(9) 当电线断落在地上时，不可走近。对落地的高压线应离开落地点 8～10 m 以上，以免跨步电压伤人，更不能用手去拣。应立即禁止他人通行，派人看守，并通知供电部门前来

处理。

(10) 当电气设备起火时，应立即切断电源，并用干沙覆盖灭火，或者用四氯化碳或二氧化碳灭火器来灭火，绝不能用水或一般酸性泡沫灭火器灭火，否则有触电危险。在使用四氯化碳灭火器时，应打开门窗，保持通风，防止中毒，如有条件最好戴上防毒面具；在使用二氧化碳灭火时，由于二氧化碳是液态的，向外喷射灭火时，强烈扩散，大量吸热，形成温度很低的干冰，并隔绝了氧气，因此也要打开门窗，与火源保持 2～3 m 的距离，小心喷射，防止干冰沾着皮肤产生冻伤。救火时不要随便与电线或电气设备接触，特别要留心地上的导线。

3.9.4.2 触电急救常识

当我们发现有人触电时，首先要尽快地使触电者脱离电源，然后再根据具体情况，采取相应的急救措施。

(1) 脱离电源

① 如果电源开关或插头离触电地点很近，可以迅速拉开开关，切断电源。

② 当开关离触电地点较远，不能立即打开时，应视具体情况采取相应措施。

③ 高压线路触电的脱离。在高压线路或设备上触电应立即通知有关部门停电，为使触电者脱离电源应戴上绝缘手套，穿绝缘靴，使用适合该挡电压的绝缘工具，按顺序打开开关或切断电源。

④ 脱离电源注意事项：

a. 救护人员不能直接用手、金属及潮湿的物体作为救护工具，救护人员最好一只手操作，以防自身触电。

b. 防止高空触电者脱离电源后发生摔伤事故。

c. 如果事故发生在晚上，应立即解决临时照明，以便触电急救。

(2) 急救处理

当触电者脱离电源后，根据具体情况应就地迅速进行救护，同时赶快派人请医生前来抢救，触电者需要急救的大体有以下几种情况：

① 触电不太严重，触电者神志清醒，但有些心慌，四肢发麻，全身无力，或触电者曾一度昏迷，但已清醒过来，应使触电者安静休息，不要走动，严密观察并请医生诊治。

② 触电较严重，触电者已失去知觉，但有心跳，有呼吸，应使触电者在空气流通的地方舒适、安静地平躺，解开衣扣和腰带以便呼吸；如天气寒冷应注意保温，并迅速请医生诊治或送往医院。

③ 触电相当严重，触电者已停止呼吸，应立即进行人工呼吸；如果触电者心跳和呼吸都已停止，人完全失去知觉，应进行人工呼吸和心脏按压进行抢救。

*3.10 非正弦交流电路

前面几节所讨论的都是正弦交流电路，其中的电压和电流都是正弦量。在生产上主要采用的是正弦交流电。但在不少的实际应用中，我们还会遇到这样的电压或电流，它们虽然是周期性变化的，但不是正弦量。这样我们可以作如下的分类：

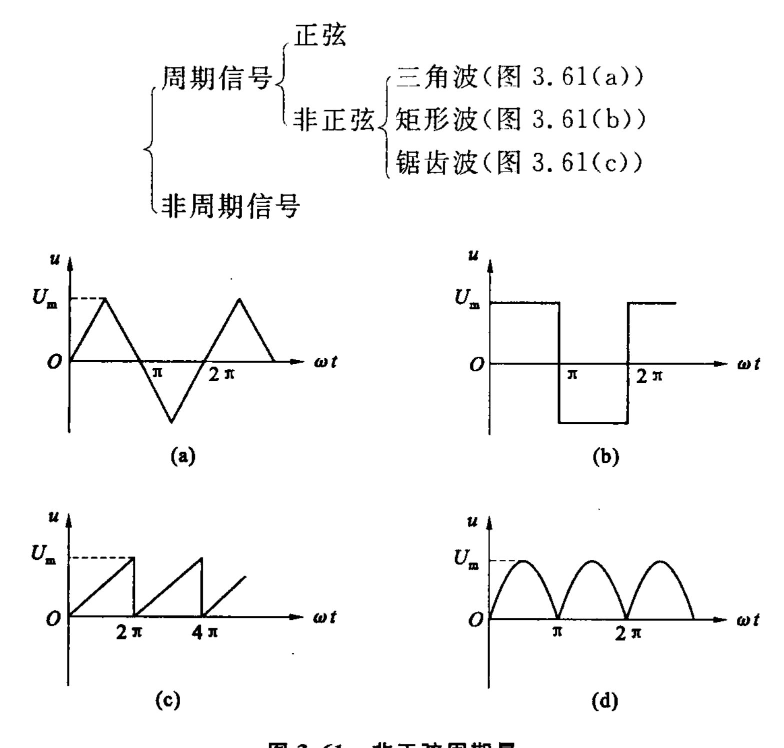


图 3.61 非正弦周期量

(a) 三角波;(b) 矩形波;(c) 锯齿波;(d) 全波整流波形

在晶体管交流放大电路中,各部分的电压和电流是直流分量和交流分量的叠加,当然不是正弦量,其波形如图 3.62(b)所示。

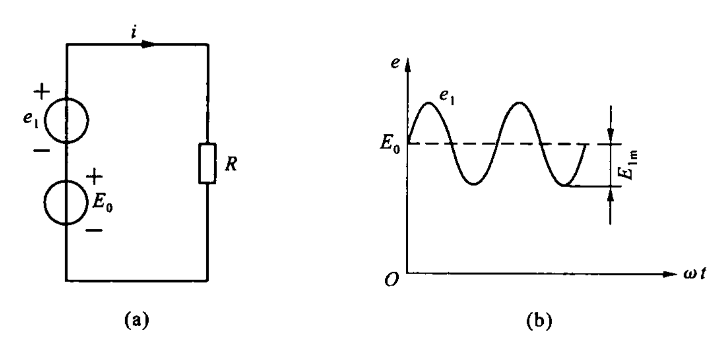


图 3.62 直流电源与正弦电源的串联

由于电路中具有非线性元件(元件的参数随电压或电流的大小而变),即使在正弦电压的作用下,在电路中也要产生非正弦电压和电流,二极管整流就是一例,其整流波形如图 3.61(d)所示。

在无线电工程和其他电子工程中,由语言、音乐、图像等转换过来的电信号,都不是正弦信号。

在自动控制和电子计算机中使用的脉冲信号都不是正弦信号。

在非电测量技术中,由非电量的变化而得的电信号随时间而变化的规律,也是非正弦的。

分析非正弦周期电流的电路,仍然要应用前述的电路的基本定律,但是和正弦交流电路的分析方法还有不同之处。

在本节中主要讨论一个非正弦周期量可以分解为恒定分量(如果有的话)和一系列频率不同的正弦分量。

3.10.1 非正弦周期量的分解

图 3.62(a)是一个直流电源(其频率为零)和一个正弦信号源串联起来,而后与一个线性电阻相接的电路,该电路的总电动势为

$$e = E_0 + e_1 = E_0 + E_{1m}\sin\omega t$$

其波形如图 3.62(b)所示,显然不是正弦量。因此电路中的电流也不是正弦量。

$$i = \frac{e}{R} = \frac{E_0}{R} + \frac{E_{1m}}{R}\sin\omega t$$

既然如此,那么反过来一个非正弦周期量是否也能分解成正弦分量和直流分量呢?这个问题在数学上已经有了肯定的答复,就是一切满足狄里赫利条件的周期函数都可以展开为傅立叶三角级数。

设周期函数为 $f(\omega t)$,其角频率为 ω,可以分解为下列傅立叶级数

$$\begin{aligned} f(\omega t) &= A_0 + A_{1m}\sin(\omega t + \phi_1) + A_{2m}\sin(2\omega t + \phi_2) + \cdots \\ &= A_0 + \sum_{n=1}^{\infty} A_{nm}\sin(n\omega t + \phi_n) \end{aligned} \tag{3.65}$$

式中,A_0 是不随时间而变的常数,称为**恒定分量或直流分量**,也就是一个周期内的**平均值**;第二项 $A_{1m}\sin(\omega t + \phi_1)$ 的频率与非正弦周期函数的频率相同,称为**基波或一次谐波**;其余各项的频率为周期函数的频率的整数倍,称为**高次谐波**,例如 $n=2,3,\cdots$ 的各项,分别称为二次谐波、三次谐波等等(如图 3.63 所示)。

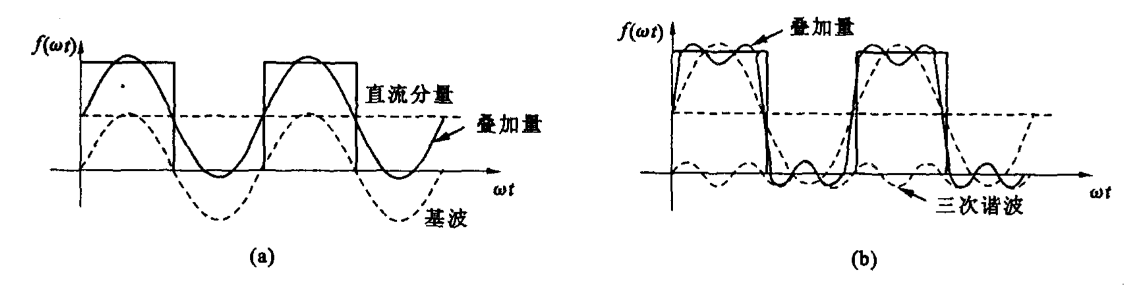


图 3.63 矩形波分解示意图

(a) 直流分量+基波;(b) 直流分量+基波+三次谐波

如果将式(3.65)展开,傅立叶级数就可写为另一种形式

$$\begin{aligned} f(\omega t) &= A_0 + A_{1m}\cos\phi_1\sin\omega t + A_{1m}\sin\phi_1\cos\omega t \\ &\quad + A_{2m}\cos\phi_2\sin 2\omega t + A_{2m}\sin\phi_2\cos 2\omega t + \cdots \\ &= A_0 + \sum_{n=1}^{\infty}(A_{nm}\cos\phi_n)\sin n\omega t + \sum_{n=1}^{\infty}(A_{nm}\sin\phi_n)\cos n\omega t \\ &= A_0 + \sum_{n=1}^{\infty} B_{nm}\sin n\omega t + \sum_{n=1}^{\infty} C_{nm}\cos n\omega t \end{aligned} \tag{3.66}$$

其中

$$B_{nm} = A_{nm}\cos\phi_n \qquad C_{nm} = A_{nm}\sin\phi_n \tag{3.67}$$

即可得

$$\left.\begin{aligned} A_{nm} &= \sqrt{B_{nm}^2 + C_{nm}^2} \\ \phi_n &= \arctan \frac{C_{nm}}{B_{nm}} \end{aligned}\right\} \tag{3.68}$$

根据傅立叶变换可得式(3.66)中的系数：

$$\left.\begin{aligned} A_0 &= \frac{1}{2\pi}\int_0^{2\pi} f(\omega t)\mathrm{d}(\omega t) \\ B_{nm} &= \frac{1}{\pi}\int_0^{2\pi} f(\omega t)\sin n\omega t\mathrm{d}(\omega t) \\ C_{nm} &= \frac{1}{\pi}\int_0^{2\pi} f(\omega t)\cos n\omega t\mathrm{d}(\omega t) \end{aligned}\right\} \tag{3.69}$$

A_0、B_{nm}、C_{nm}求出后，由式(3.68)可求出各谐波分量的幅值 A_{nm} 和初相位 ϕ_n。然后再代入式(3.65)即可写出 $f(\omega t)$的展开式。

【例 3.25】 求图 3.61(b)矩形波的傅立叶级数的展开式。

【解】 矩形波电压在一个周期内可写成下面表达式

$$\begin{cases} u = U_m & 0 < \omega t < \pi \\ u = -U_m & \pi < \omega t < 2\pi \end{cases}$$

由式(3.69)求得各系数

$$A_0 = \frac{1}{2\pi}\int_0^{2\pi} u\mathrm{d}(\omega t) = \frac{1}{2\pi}\left[\int_0^{\pi} U_m\mathrm{d}(\omega t) + \int_{\pi}^{2\pi}(-U_m)\mathrm{d}(\omega t)\right] = 0$$

$$\begin{aligned} B_{nm} &= \frac{1}{\pi}\int_0^{2\pi} u\sin n\omega t\mathrm{d}(\omega t) = \frac{1}{\pi}\left[\int_0^{\pi} U_m\sin n\omega t\mathrm{d}(\omega t) + \int_{\pi}^{2\pi}(-U_m)\sin n\omega t\mathrm{d}(\omega t)\right] \\ &= \frac{2U_m}{\pi}\int_0^{\pi}\sin n\omega t\mathrm{d}(\omega t) = \frac{2U_m}{\pi}\left[-\frac{1}{n}\cos n\omega t\right]_0^{\pi} = \frac{2U_m}{\pi}(1 - \cos n\pi) \end{aligned}$$

当 n 为偶数时，$B_{nm}=0$；当 n 为奇数时，$B_{nm}=\frac{4U_m}{n\pi}$。

$$\begin{aligned} C_{nm} &= \frac{1}{\pi}\int_0^{2\pi} u\cos n\omega t\mathrm{d}(\omega t) = \frac{1}{\pi}\left[\int_0^{\pi} U_m\cos n\omega t\mathrm{d}(\omega t) + \int_{\pi}^{2\pi}(-U_m)\cos n\omega t\mathrm{d}(\omega t)\right] \\ &= \frac{2U_m}{\pi}\int_0^{\pi}\cos n\omega t\mathrm{d}(\omega t) = \frac{2U_m}{\pi}\left[\frac{1}{n}\sin n\omega t\right]_0^{\pi} = 0 \end{aligned}$$

由此可得

$$u = \sum_{n=1}^{2l+1} B_{nm}\sin n\omega t = \frac{4U_m}{\pi}(\sin\omega t + \frac{1}{3}\sin 3\omega t + \frac{1}{5}\sin 5\omega t + \cdots) \tag{3.70}$$

式中，$l=0,1,2,\cdots$。

同理可求出：

三角波电压

$$u = \frac{8U_m}{\pi^2}\left(\sin\omega t - \frac{1}{9}\sin 3\omega t + \frac{1}{25}\sin 5\omega t - \cdots\right) \tag{3.71}$$

锯齿波电压

$$u = U_m\left(\frac{1}{2} - \frac{1}{\pi}\sin\omega t - \frac{1}{2\pi}\sin 2\omega t - \frac{1}{3\pi}\sin 3\omega t - \cdots\right) \tag{3.72}$$

全波整流电压

$$u = \frac{2U_m}{\pi}\left(1 - \frac{2}{3}\cos 2\omega t - \frac{2}{15}\sin 4\omega t - \cdots - \frac{2}{k^2-1}\sin k\omega t - \cdots\right) \quad (k\text{为偶数}) \tag{3.73}$$

3.10.2 非正弦周期量的有效值和平均功率

3.10.2.1 电压、电流有效值

正弦量的有效值公式 $I = \sqrt{\frac{1}{T}\int_0^T i^2 \mathrm{d}t}$，也适用于非正弦周期量。设某一非正弦周期电流已分解成傅立叶级数

$$i = I_0 + \sum_{n=1}^{\infty} I_{nm}\sin(n\omega t + \phi_n)$$

则其有效值为

$$I = \sqrt{\frac{1}{T}\int_0^T i^2 \mathrm{d}t} = \sqrt{\frac{1}{T}\int_0^T \left[I_0 + \sum_{n=1}^{\infty} I_{nm}\sin(n\omega t + \phi_n)\right]^2 \mathrm{d}t}$$

将上式根号内的积分展开，可得出下列四项：

$$\frac{1}{T}\int_0^T I_0^2 \mathrm{d}t = I_0^2$$

$$\frac{1}{T}\int_0^T 2I_0 \sum_{n=1}^{\infty} I_{nm}\sin(n\omega t + \phi_n)\mathrm{d}t = 0$$

$$\frac{1}{T}\int_0^T \sum_{n=1}^{\infty} I_{nm}^2 \sin^2(n\omega t + \phi_n)\mathrm{d}t = \frac{1}{2}\sum_{n=1}^{\infty} I_{nm}^2$$

$$\frac{1}{T}\int_0^T 2\sum_{n=1}^{\infty}\sum_{l=1}^{\infty} I_{nm} I_{lm}\sin(n\omega t + \phi_n)\sin(l\omega t + \phi_l)\mathrm{d}t = 0$$

因此

$$I = \sqrt{I_0^2 + \frac{1}{2}\sum_{n=1}^{\infty} I_{nm}^2} = \sqrt{I_0^2 + I_1^2 + I_2^2 + \cdots} \tag{3.74}$$

式中

$$I_1 = \frac{I_{1m}}{\sqrt{2}}, \quad I_2 = \frac{I_{2m}}{\sqrt{2}}$$

各为基波、二次谐波等的有效值。因为它们本身都是正弦波，所以有效值等于各相应幅值的 $\frac{1}{\sqrt{2}}$。

同理，非正弦周期电压的有效值为

$$U = \sqrt{U_0^2 + U_1^2 + U_2^2 + \cdots} \tag{3.75}$$

【例 3.26】 求图 3.64 所示波形的有效值和平均值。

图 3.64 例 3.26 图

【解】 有效值为

$$I = \sqrt{\frac{1}{T}\int_0^{\frac{T}{4}} 10^2 \mathrm{d}t} = \sqrt{\frac{100}{T}t\Big|_0^{\frac{T}{4}}} = \sqrt{\frac{100}{T}\times\frac{T}{4}} = \sqrt{25} = 5\ \mathrm{A}$$

平均值为

$$I_0=\frac{10\times\frac{T}{4}}{T}=2.5\ \text{A}$$

3.10.2.2 平均功率

计算非正弦周期电流电路中的平均功率和在正弦交流电路中一样，也可应用下式：

$$P=\frac{1}{T}\int_0^T p\,\mathrm{d}t=\frac{1}{T}\int_0^T ui\,\mathrm{d}t \tag{3.76}$$

设非正弦周期电压和非正弦周期电流如下

$$u=U_0+\sum_{n=1}^{\infty}U_{\mathrm{nm}}\sin(n\omega t+\phi_{\mathrm{n}})$$

$$i=I_0+\sum_{n=1}^{\infty}I_{\mathrm{nm}}\sin(n\omega t+\phi_{\mathrm{n}}-\varphi_{\mathrm{n}})$$

将 u 和 i 代入式(3.76)并展开，可得出下列五项：

(1) $\frac{1}{T}\int_0^T U_0 I_0\,\mathrm{d}t$

(2) $\frac{1}{T}\int_0^T U_0\sum_{n=1}^{\infty}I_{\mathrm{nm}}\sin(n\omega t+\phi_{\mathrm{n}}-\varphi_{\mathrm{n}})\mathrm{d}t$

(3) $\frac{1}{T}\int_0^T I_0\sum_{n=1}^{\infty}U_{\mathrm{nm}}\sin(n\omega t+\phi_{\mathrm{n}})\mathrm{d}t$

(4) $\frac{1}{T}\int_0^T \sum_{n=1}^{\infty}\sum_{l=1}^{\infty}U_{\mathrm{nm}}I_{l\mathrm{m}}\sin(n\omega t+\phi_{\mathrm{n}})\sin(l\omega t+\phi_l-\varphi_l)\mathrm{d}t$

(5) $\frac{1}{T}\int_0^T \sum_{n=1}^{\infty}U_{\mathrm{nm}}I_{\mathrm{nm}}\sin(n\omega t+\phi_{\mathrm{n}})\sin(n\omega t+\phi_{\mathrm{n}}-\varphi_{\mathrm{n}})\mathrm{d}t$

其中，第(2)、(3)及(4)三项含有不同频率的两个分量的乘积，其积分结果为零；第(1)项的积分结果为 U_0I_0；第(5)项的积分结果为

$$\frac{1}{2}\sum_{n=1}^{\infty}U_{\mathrm{nm}}I_{\mathrm{nm}}\cos\varphi_{\mathrm{n}}=\sum_{n=1}^{\infty}U_{\mathrm{n}}I_{\mathrm{n}}\cos\varphi_{\mathrm{n}}$$

因此，式(3.76)所表示的平均功率为

$$P=U_0I_0+\sum_{n=1}^{\infty}U_{\mathrm{n}}I_{\mathrm{n}}\cos\varphi_{\mathrm{n}}=P_0+\sum_{n=1}^{\infty}P_{\mathrm{n}}=P_0+P_1+P_2+\cdots$$

可见，非正弦周期电流电路中的平均功率等于恒定分量和各正弦谐波分量的平均功率之和。

为了便于分析与计算，通常可将非正弦周期电压和电流用等效正弦电压和电流来代替。等效的条件是：等效正弦量的有效值应等于已知非正弦周期量的有效值，等效正弦量的频率应等于非正弦周期量基波的频率，用等效正弦量代替非正弦周期电压和电流后，其功率必须等于电路的实际功率。这样等效代替之后，就可以用相量表示。等效正弦电压与电流之间的相位差应由下式确定：

$$\cos\varphi=\frac{P}{UI}$$

式中 P——非正弦周期电流电路的平均功率；

U、I——非正弦周期电压和电流的有效值。

【例 3.27】 铁芯线圈是一种非线性元件,因此加上正弦电压 $u=311\sin314t$ V 后,其中电流

$$i = 0.8\sin(314t - 85°) + 0.25\sin(942t - 105°)\ \text{A}$$

不是正弦量。试求等效正弦电流。

【解】 等效正弦电流的有效值等于非正弦周期电流的有效值,即

$$I = \sqrt{\left(\frac{0.8}{\sqrt{2}}\right)^2 + \left(\frac{0.25}{\sqrt{2}}\right)^2} = 0.593\ \text{A}$$

平均功率为

$$P = U_1 I_1 \cos\varphi_1 = \frac{311}{\sqrt{2}} \times \frac{0.8}{\sqrt{2}}\cos85° = 10.8\ \text{W}$$

等效正弦电流与正弦电压之间的相位差为

$$\varphi = \arccos\frac{P}{UI} = \arccos\frac{10.8}{\frac{311}{\sqrt{2}} \times 0.593} = 85.2°$$

所以等效正弦电流为

$$i = 0.593\sqrt{2}\sin(314t - 85.2°)\ \text{A}$$

练习与思考

3.10.1 举出非正弦周期电压或电流的实际例子。

3.10.2 试求图 3.61 三角波、锯齿波和全波整流波形的傅立叶级数的展开式。

3.10.3 计算半波整流电压的平均值和有效值(如图 3.65 所示)。

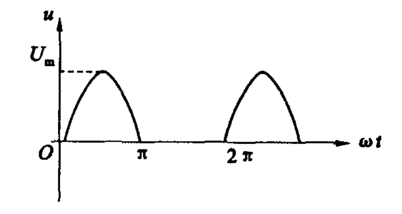


图 3.65 题 3.10.2 图

3.11 应　用

3.11.1 简易三相交流信号源

本设计方案是为了满足实验室需要一个电压不高的简易三相交流信号源(如图 3.66)。电路实现将直流电源转变为一个三相相位相差 120°的交流信号源。上电后,依靠三个电容的充电延时依次控制三个三极管的导通情况,这样就可以从三个三极管 Q_2、Q_3、Q_4 的集电极得到相位互差 120°的正弦波信号,且电源电压的变化对频率的影响不大(如图 3.66 中的参数所示,频率为 60 Hz)。变动 C_1、C_2、C_3 的容值可以改变输出频率:当 $C=470\ \mu$F 时,频率为 1 Hz 左右;当 $C=0.02\ \mu$F 时,频率为 30 kHz。电阻 R_9、R_{10}、R_{11} 的作用:改善高频输出时的波形,阻值为 20～47 Ω,低频时可以省去不用。输出波形要求不高时,电阻 R_1、R_2、D_1、D_2 和 Q_1 均可以省去不用。

3.11.2 移相电路

移相电路是一种常用的电路之一,在许多的电器设备和仪器中常常被利用。例如:在电

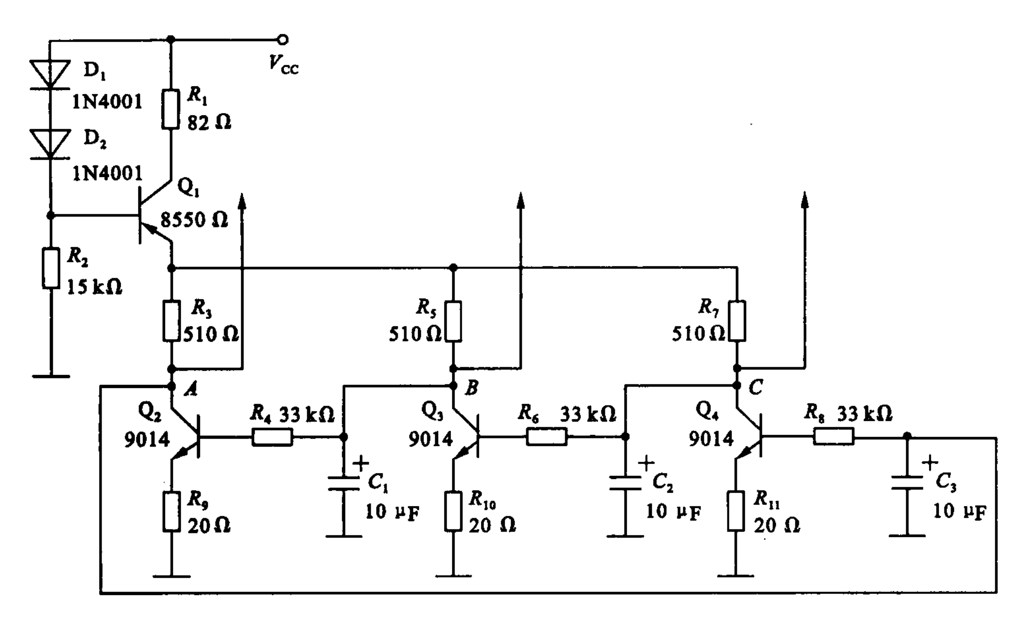


图 3.66　简易三相交流信号源

视机中，为了完成将输入信号偏离标准中频（电视机中频为 38 MHz）的频偏大小鉴别出来，并线性地转换为慢变化的支流误差电压，返送至调谐器本振回路变容二极管两端，以微调本振频率，从而保证中放的稳定、准确。这就是自动频率微调电路（简称 AFT 电路）。

AFT 电路主要由限幅放大、移相电路和双差分乘法器组成，其原理方框图如图 3.67 所示。

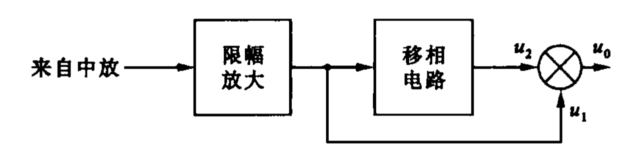


图 3.67　AFT 原理方框图

现设视频检波系统限幅放大输出电压为 u_1，经移相后的电压为 u_2，乘法器输出电压为 u_o，则

$$u_o = -Ku_1 \cdot u_2$$

设 $u_1 = U_{1m}\sin\omega t$，则 $u_2 = U_{2m}\sin(\omega t + \varphi)$，所以有

$$u_o = -KU_{1m}\sin\omega t \cdot U_{2m}\sin(\omega t + \varphi) = \frac{K}{2}U_{1m}U_{2m}\cos\varphi - \frac{K}{2}U_{1m}U_{2m}\cos(2\omega t + \varphi)$$

式中第一项为直流分量，第二项为谐波分量。经低通滤波器滤除第二项，得出

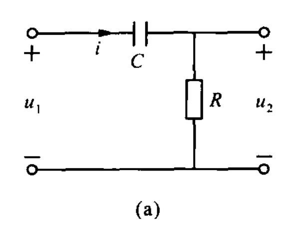
$$\Delta u_o = \frac{K}{2}U_{1m}U_{2m}\cos\varphi$$

当 u_2 正好超前 u_1 的相位 90°时，输出平均电压 $\Delta u_o = 0$，说明此时中频正好等于 38 MHz；若 $\Delta u_o \neq 0$，则会做相应的调整。

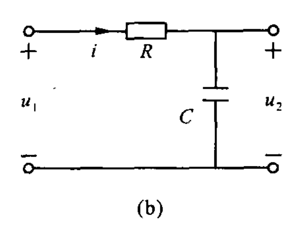
其中移相电路简单的模型如图 3.68 所示：(a) 超前移相；(b) 滞后移相。

3.11.3　滤波电路

滤波电路在电路结构上与移相电路的电路结构一样（如图 3.68 所示）。对于(a)图来



(a)



(b)

图 3.68　移相电路

(a) 超前移相；(b) 滞后移相

说，当频率较低时，容抗较大，此时电容将输入电压隔离，使得输出端电压很小(如当为直流时，输出电压为零)；当频率较高时，则可以通过电容达到输出，所以(a)图称为高通滤波器。对于(b)图来说，当频率较高时，容抗较小，此时电容相当于短路，使得输出端电压很小(如当频率为无穷大时，输出电压为零)；当频率较低时，容抗较大，则输出端才有电压，所以(b)图称为低通滤波器。

对比应用 2 和应用 3 可得出这样的一些经验：学习和分析电路时，一定要考虑工作条件和工作环境。相同的电路在不同的条件和环境下可以实现不同的功能，希望读者能悟出一些道理。

习　　题

3.1　已知 $i_1=14.1\sin(628t-50^\circ)$ A，$i_2=70.7\sin(628t+40^\circ)$ A，求最大值、有效值、角频率、频率、周期、初相位、相位差，并作相量图。

3.2　已知正弦量 $\dot{U}=220e^{j30^\circ}$ V，$\dot{I}=-4-j3$ A，试分别写出三角函数式，画出正弦波和相量图。

3.3　两个电阻串联到 220 V 的电源上时，电流为 5 A；并联接在同样的电源上时，电流为 20 A。试求这两个电阻。

3.4　已知通过线圈的电流 $i=10\sqrt{2}\sin314t$ A，线圈的电感 $L=70$ mH(电阻忽略不计)，设电源 u、电流 i 和感应电动势 e_L 的参考方向如图 3.69 所示，试分别计算 $t=\dfrac{T}{6}$，$t=\dfrac{T}{4}$，$t=\dfrac{T}{2}$ 瞬时的电流、电压及电动势的大小，并说明它的实际方向。

3.5　有一个 CJO-10A 交流接触器，其线圈数据为 380 V、30 mA、50 Hz，线圈电阻 1.6 kΩ，试求线圈电感。

3.6　一个线圈接在 $U=120$ V 的直流电源上，$I=20$ A；若接在 $f=50$ Hz，$U=220$ V 的交流电源上，则 $I=28.2$ A。试求线圈的电阻 R 和电感 L。

3.7　在电容为 64 μF 的电容器两端加上正弦电压 $u=220\sqrt{2}\sin314t$ V，设电压和电流的参考方向如图 3.70 所示，试分别计算 $t=\dfrac{T}{6}$，$t=\dfrac{T}{4}$，$t=\dfrac{T}{2}$ 瞬时的电流、电压及电动势的大小，并说明它的实际方向。



图 3.69　题 3.4　　　　**图 3.70　题 3.7**

3.8　有一个 RC 串联电路，电压源电压为 u，电阻和电容上的电压分别为 u_R 和 u_C，已知电路阻抗模为

2000 Ω，频率为 1000 Hz，并设 u 与 u_C 之间的相位差为 30°，试求 R 和 C，并说明在相位上 u_C 比 u 超前还是滞后。

3.9　图 3.71 为一移相电路。设 $C=0.01\ \mu F$，输入电压 $u_1=\sqrt{2}\sin 6280t$ V，若要使电压 u_2 在相位上超前 u_1 60°，问应选用多大的电阻？此时输出电压 U_2 的有效值为多少？

3.10　无源二端网络（图 3.72）输入电压和电流分别为

$$u = 220\sqrt{2}\sin(314t + 20°)\ \text{V},\quad i = 4.4\sqrt{2}\sin(314t - 33°)\ \text{A}$$

试求此二端网络由两个元件串联的等效电路和元件的参数值，并求二端网络的功率因数及有功功率、无功功率的大小。

3.11　图 3.73 为一移相电路。设 $R=100\ \Omega$，输入信号的频率为 500 Hz，若要使电压 u_2 与 u_1 的相位差为 45°，问应选用多大的电容？此时 u_2 比 u_1 的相位超前还是滞后？

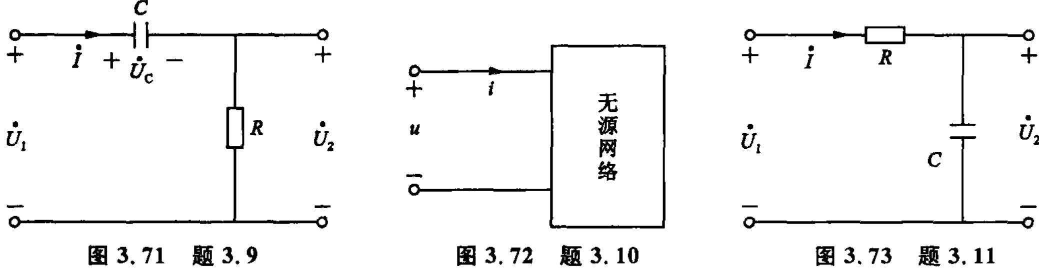


图 3.71　题 3.9　　图 3.72　题 3.10　　图 3.73　题 3.11

3.12　在图 3.74 中，已知各并联支路中电流表的读数分别为：$I_1=5$ A，$I_2=20$ A，$I_3=25$ A。若维持 A_1 的读数不变，而把电路的频率提高一倍，则电流表 A、A_2、A_3 的读数分别为多少？

3.13　在图 3.75 中，电流表 A_1、A_2 的读数分别为 $I_1=3$ A，$I_2=4$ A。(1) 设 $Z_1=R$，$Z_2=-jX_C$，则电流表 A_0 的读数为多少？(2) 设 $Z_1=R$，问 Z_2 为何种参数才能使电流表 A_0 的读数最大？此读数为多少？(3) 设 $Z_1=jX_L$，问 Z_2 为何种参数才能使电流表 A_0 的读数最小？此读数为多少？

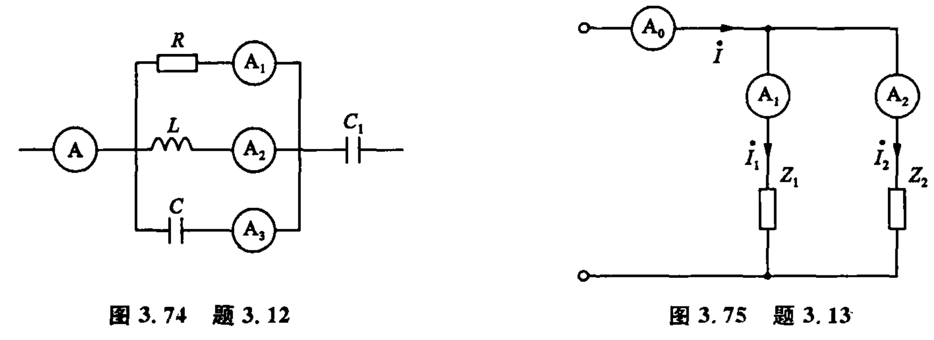


图 3.74　题 3.12　　图 3.75　题 3.13

3.14　求图 3.76 所示电路的阻抗 Z_{ab}。

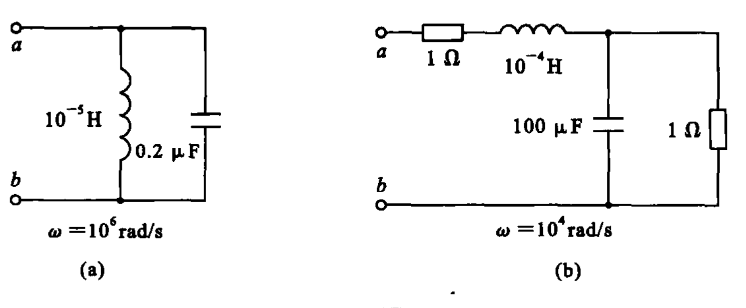


图 3.76　题 3.14

3.15　图 3.77 电路中，已知 $R=4\ \Omega$，$X_L=8\ \Omega$，$X_C=5\ \Omega$，$u=141\sin\omega t$ V，求 i、u_R、u_L、u_C、P、Q、S、$\cos\varphi$，并作电压、电流的相量图。

3.16　图 3.78 所示部分正弦电路中，$X_L=10\ \Omega$，开关打开和合上时，电流表 A 的读数都是 5 A，试求 X_C 的值。

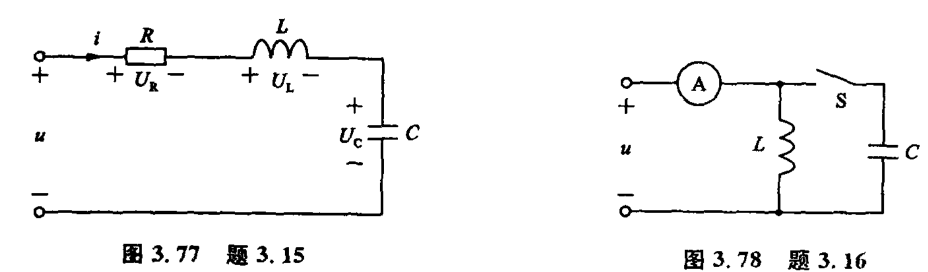


图 3.77　题 3.15　　　　图 3.78　题 3.16

图 3.79　题 3.17

3.17　图 3.79 所示电路中：$R_1=5\ \Omega$，$R_2=X_L$，端口电压 $U=200$ V，C 上的电流 $I_C=10$ A，R_2 上的电流 $I_{RL}=10\sqrt{2}$ A，试求 I、X_C、R_2 和 X_L，并作相量图。

3.18　计算图 3.80(a)中的电流 $\dot{I}$ 和各阻抗元件上的电压 $\dot{U}_1$、$\dot{U}_2$，并作出相量图；计算图题 3.12(b)中的各支路电流 $\dot{I}_1$、$\dot{I}_2$ 和电压 $\dot{U}$，并作出相量图。

3.19　已知某电感性负载两端的电压为 220 V，吸收的有功功率为 10 kW，$\cos\varphi_1=0.8$，若把功率因数提高到 $\cos\varphi_2=0.95$，则应并联多大的电容？并比较并联电容前后的电流（设电源频率为 50 Hz）。

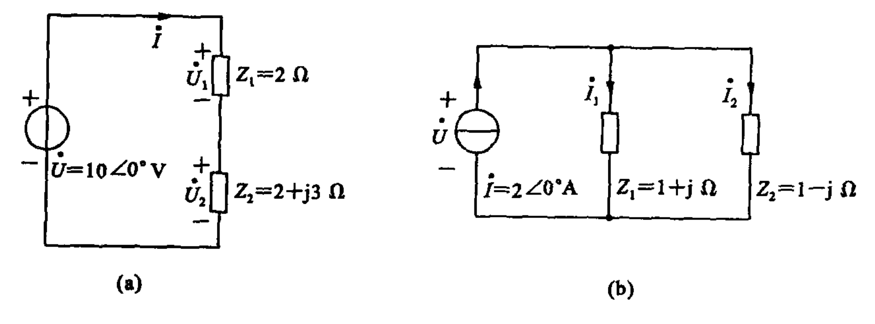


图 3.80　题 3.18

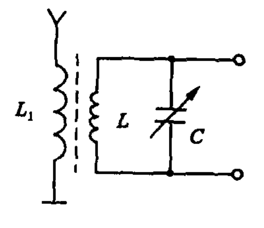


图 3.81　题 3.21

3.20　某收音机输入电路的电感约为 0.3 mH，可变电容器的调节范围为 25～360 pF。试问能否满足收听波段 535～1605 kHz 的要求？

3.21　某收音机的输入电路如图 3.81 所示，线圈 L 的电感为 0.3 mH，电阻 $R=16\ \Omega$。今欲收听640 kHz的电台广播，应将可变电容 C 调到多少？如在调谐回路中感应出的电压为 2 μV，试求这时回路中该信号的电流多大？并问在线圈上（或电容上）两端的电压多大？

3.22　三相对称负载星形连接，每相阻抗 $Z=30+j40\ \Omega$，每相输电线的复阻抗 $Z_l=1+j2\ \Omega$，三相对称星形连接电源的线电压为 220V。

(1) 请画出电路图，并在图中标出各电压、电流的参考方向。

(2) 求各相负载的相电压、相电流。

(3) 画出相量图。

(4) 求有功功率。

3.23　图 3.82 所示三相电路中，A 的读数为 10 A，则 A_1、A_2、A_3 表的读数为多少？若 U'、V'之间发生断路，则 A_1、A_2、A_3 表的读数又为多少？

3.24　已知对称三相电路的星形负载阻抗 $Z=167+\mathrm{j}85$ Ω，线电压 $U_A=380$ V。求负载端的相电流、相电压及有功功率。

3.25　已知对称三相电路的线电压 $U_A=380$ V(电源端)，三角形负载阻抗 $Z=4.5+\mathrm{j}6$ Ω。求线电流和负载的相电流。

3.26　图 3.83 所示三相四线制电路中，三相电源对称，线电压为 380 V，$X_L=X_C=R=4$ Ω。求：

(1) 三相相电压、相电流；

(2) 中线电流。

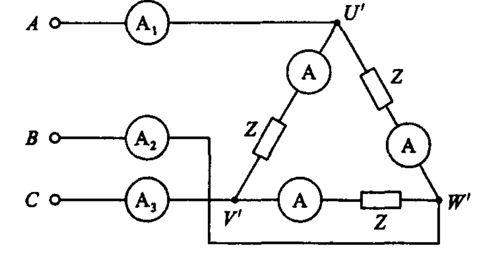


图 3.82　题 3.23

3.27　为什么远距离输电要采用高电压?

3.28　为什么中性点不接地的系统采用保护接零?

3.29　图 3.84 所示的是一个半波整流电路，已知 $u=100\sin\omega t$ V，负载电阻 $R_L=10$ kΩ，设在理想情况下，整流元件的正向电阻为零，反向电阻无穷大。试求负载电流 i 的平均值。

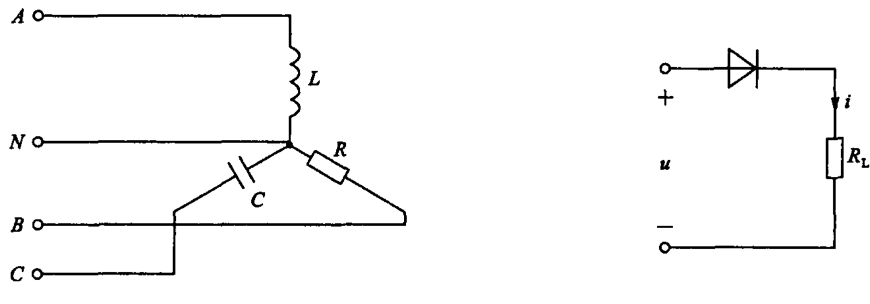


图 3.83　题 3.26　　　图 3.84　题 3.29

3.30　有一电容元件 $C=0.1\ \mu$F，在其两端加上一三角波的周期电压(如图 3.85 所示)。(1) 求电流 i；(2) 作出 i 的波形；(3) 计算 i 的平均值和有效值。

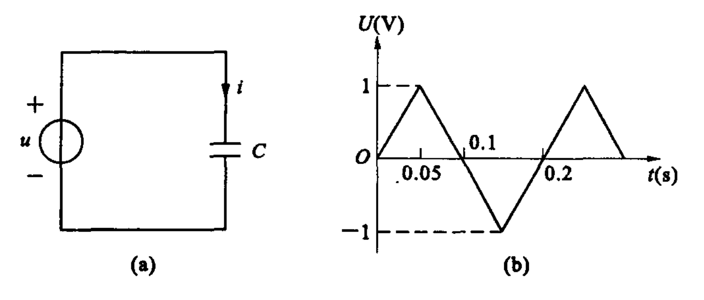


图 3.85　题 3.30

*4 一阶电路的时域分析

内容提要

本章主要讨论用微分方程来描述电路，主要是 RC 一阶电路。介绍了 RC、RL 的时域分析过程和方法，及求解一阶电路的三要素法。

本章重点

用经典法和三要素法求解 RC 一阶电路和 RL 一阶电路。

本章难点

用三要素法求解 RC 一阶电路和 RL 一阶电路。

易疏忽的问题

求解时间常数时，应该先求出相应的戴维南等效电路的等效电阻。

4.1 概　　述

电路中都是电阻元件时，电源一接通或断开，电路立即处于**稳定状态**(稳态)。但如果电路中含有电感元件或电容元件时，则不然。比如 RC 串联电路接在直流电源上，电容器两端的电压应该与电源相等。实际上，当电源接通后，电容器需要充电，其上面的电压是逐渐增长到稳定值；电路中有充电电流，它是逐渐衰减到零。这种电路一般需要经过一定短暂时间才能到达稳态，也就存在一个暂态的过程。

无论是 RC 串联电路还是 RL 串联电路，在进行充放电时，都需要有一个充电与放电的过程；也就是从一个工作状态转变为另一个工作状态，这种转变在工程上称为**过渡过程**。上述由电路结构或参数变化引起的电路变化统称"**换路**"，并定义换路是在 $t=0$ 时刻进行的。为了方便讲解，把换路前的最终时刻记为 $t=0_-$，把换路后的最初时刻记为 $t=0_+$，换路经历的时间为 0_- 到 0_+。

分析动态电路的过渡过程的方法之一是：根据基尔霍夫电压、电流定理(KVL、KCL)和元件电压与电流关系(VCR)建立描述方程，这类方程是以时间为自变量的线性常微分方程，然后求解常微分方程，从而得到电路所求变量(电压与电流)。此方法称为**经典法**，它是在时间域中进行分析的一种方法。用经典法求解常微分方程时，必须根据电路的**初始条件**确定解答中的积分常数。所谓初始条件是指电路中所求变量(电压或电流)导数在 $t=0_+$ 的

值，又称**初始值**。

对于电容来说，在任意时刻 t，它的电荷、电压与电流的关系为：

$$q(t) = q(t_0) + \int_0^t i_C(\xi)\mathrm{d}\xi$$

$$u_C(t) = u_C(t_0) + \frac{1}{C}\int_0^t i_C(\xi)\mathrm{d}\xi$$

式中，q、u_C 和 i_C 分别为电容的电荷、电压和电流。令 $t_0=0_-$，$t=0_+$，则得

$$\left.\begin{aligned} q(0_+) &= q(0_-) + \int_{0-}^{0_+} i_C\mathrm{d}t \\ u_C(0_+) &= u_C(0_-) + \frac{1}{C}\int_{0_-}^{0_+} i_C\mathrm{d}t \end{aligned}\right\} \tag{4.1}$$

由于在换路前后，即 0_- 到 0_+ 的瞬间，电流 i_C 为有限值，故积分为零。说明此时电容上的电荷和电压是不会发生跃变(换路瞬间电容相当于短路)。即

$$\left.\begin{aligned} q(0_+) &= q(0_-) \\ u_C(0_+) &= u_C(0_-) \end{aligned}\right\} \tag{4.2}$$

线性电感的磁通链、电流与电压的关系为

$$\Psi_L(0_+) = \Psi_L(0_-) + \int_0^t u_L(\xi)\mathrm{d}\xi$$

$$i_L(0_+) = i_L(0_-) + \frac{1}{L}\int_0^t u_L(\xi)\mathrm{d}\xi$$

令 $t_0=0_-$，$t=0_+$，则得

$$\left.\begin{aligned} \Psi_L(0_+) &= \Psi_L(0_-) + \int_{0-}^{0_+} u_L\mathrm{d}t \\ i_L(0_+) &= i_L(0_-) + \frac{1}{L}\int_{0-}^{0_+} u_L\mathrm{d}t \end{aligned}\right\} \tag{4.3}$$

由于在 0_- 到 0_+ 的瞬间，电流 u_L 为有限值，故积分为零。说明此时电感上的磁通链和电流是不会发生跃变(换路瞬间电感相当于开路)。即

$$\left.\begin{aligned} \Psi_L(0_+) &= \Psi_L(0_-) \\ i_L(0_+) &= i_L(0_-) \end{aligned}\right\} \tag{4.4}$$

【例 4.1】 图 4.1 所示电路中直流电压源的电压为 U_0。当电路中电压和电流恒定不变时断开开关 S。试求 $u_C(0_+)$，$i_L(0_+)$，$i_C(0_+)$，$u_L(0_+)$和 $u_{R2}(0_+)$。

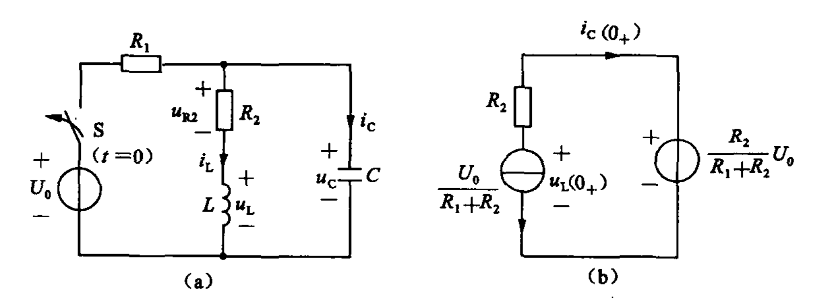


图 4.1　例 4.1 图

【解】 可以先计算 $t=0_-$，由于开关断开前，电路已经稳定，故有

$$\left(\frac{du_C}{dt}\right)_0 = 0, \quad \left(\frac{di_L}{dt}\right)_0 = 0$$

所以电容电流和电感电压均为零$\left(i_C=C\dfrac{du_C}{dt}, u_L=L\dfrac{di_L}{dt}\right)$，及此时电容相当于开路，电感相当于短路。故有

$$u_C(0_-) = \frac{U_0R_2}{R_1+R_2}, \quad i_L(0_-) = \frac{U_0}{R_1+R_2}$$

开关断开后（即换路后），i_L、u_C 都不会变化，所以 $u_C(0_+)=u_C(0_-)$，$i_L(0_+)=i_L(0_-)$。为求得 $t=0_+$ 的值，可以把 $u_C(0_+)$和 $i_L(0_+)$分别看成电压源和电流源。其等效电路如图4.1所示，则可以求出

$$i_C(0_+) = \frac{-U_0}{R_1+R_2} = -i_L(0_+)$$

$$u_{R_2} = R_2 i_L(0_+) = \frac{U_0R_2}{R_1+R_2}$$

$$u_L(0_+) = 0$$

由上例我们来总结一下求解步骤：

（1）根据换路前的电路，确定 $u_C(0_-)$、$i_L(0_-)$；

（2）依据换路定则确定 $u_C(0_+)$和 $i_L(0_+)$；

（3）根据已求得的 $u_C(0_+)$和 $i_L(0_+)$，画出 $t=0_+$ 的等效电路亦称初始值等效电路，其中可以把 $u_C(0_+)$和 $i_L(0_+)$分别看成电压源和电流源，这样就可以按直流电路处理。

一般情况下，当电路中仅含有一个动态元件，动态元件以外的线性电阻电路可用戴维南定理或诺顿定理置换为电压源和电阻的串联组合或电流源和电阻的并联组合。对于这样的电路，所建立的电路方程将是一个一阶线性常微分方程，相应的电路称为**一阶线性电路**。当电路含有两个或 n 个动态元件时，就称为**二阶微分方程**或 **n 阶微分方程**。本章我们只讨论一阶线性电路。

在电子技术及自动控制系统中，对电容器充放电的应用十分广泛，因此，RC 电路的充放电是本章学习的重点。

练习与思考

4.1.1　确定图 4.2 所示电路中各电流的初始值。换路前已经处于稳态。

4.1.2　在图 4.3 所示的电路中，试确定在开关 S 断开后初始瞬间的电压 u_C 和电流 i_C、i_1、i_2 之值。S 断开前电路已稳定。

4.1.3　在图 4.4 所示的电路中，已知 $R=2\ \Omega$，电压表的内阻为 2.5 kΩ，电源电压 $U=4$ V。试求开关断开瞬间电压表两端的电压，并分析其后果。换路前电路已经稳定。

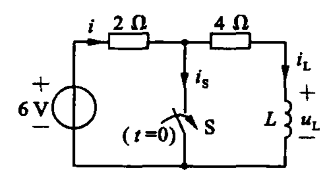


图 4.2　题 4.1.1 图

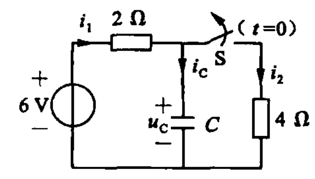


图 4.3　题 4.1.2 图

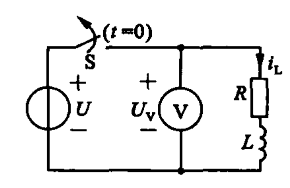


图 4.4　题 4.1.3 图

4.2 RC电路的时域分析

4.2.1 RC电路的零输入响应

所谓**RC电路的零输入响应是指电路在无激励(输入信号为零)的条件下,由电容元件的初始状态 $u_C(0_+)$ 所产生的响应。**分析 RC 电路的零输入响应就是分析电容元件的放电过程。如图 4.5 所示:开关 S 闭合前,电容 C 已经充电,其电压 $u_C=U_0$。开关 S 闭合后,电容存储的能量将通过电阻以热能的形式释放出来。现把开关 S 闭合的时刻取为起点($t=0$),开关 S 闭合后($t\geqslant 0_+$),根据 KVL 定理可得

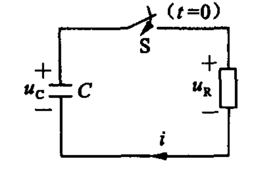


图 4.5 RC电路的零输入响应

$$u_R - u_C = 0$$

将 $u_R=Ri$,$i=-C\dfrac{du_C}{dt}$ 代入上述方程,则有

$$RC\frac{du_C}{dt}+u_C=0 \tag{4.5}$$

这是一阶齐次微分方程,初始条件 $u_C(0_+)=u_C(0_-)=U_0$,令此方程的通解 $u_C=Ae^{pt}$ 代入上式,可得 $(pRC+1)Ae^{pt}=0$,相应的特征方程

$$pRC+1=0 \tag{4.6}$$

特征根为

$$p=-\frac{1}{RC} \tag{4.7}$$

根据 $u_C(0_+)=u_C(0_-)=U_0$,代入 $u_C=Ae^{pt}$,则可求得积分常数 $A=u_C(0_+)=U_0$。所以求得解为

$$u_C=u_C(0_+)e^{-\frac{1}{RC}t}=U_0e^{-\frac{1}{RC}t} \tag{4.8}$$

这就是电容元件的放电过程的表达式。

电路中的电流为

$$i=-C\frac{du_C}{dt}=-C\frac{d}{dt}(U_0e^{-\frac{1}{RC}t})=-C\left(-\frac{1}{RC}\right)U_0e^{-\frac{1}{RC}t}=\frac{U_0}{R}e^{-\frac{1}{RC}t} \tag{4.9}$$

电阻上的电压

$$u_R=u_C=U_0e^{-\frac{1}{RC}t}$$

在这里因为乘积 RC 具有时间的量纲,即

$$[R][C]=[欧][法]=[欧][\frac{库仑}{伏}]=[欧\frac{安\cdot 秒}{伏}]=[秒]$$

所以我们称 **RC 为电路的时间常数**,用 τ 表示,即

$$\tau=RC \tag{4.10}$$

下面我们来讨论一下 τ 值:

(1) 当 $t=\tau$ 时,$u_C=U_0e^{-1}=0.368U_0$。可见时间常数 τ 等于电压衰减到 $0.368U_0$ 所需要的时间。可用数学证明:指数线上的任意一点的次切距长度都等于 τ。如图 4.6(a)所示,A 点和 B 点的次切距(虚线所示)长度都等于 τ 值。

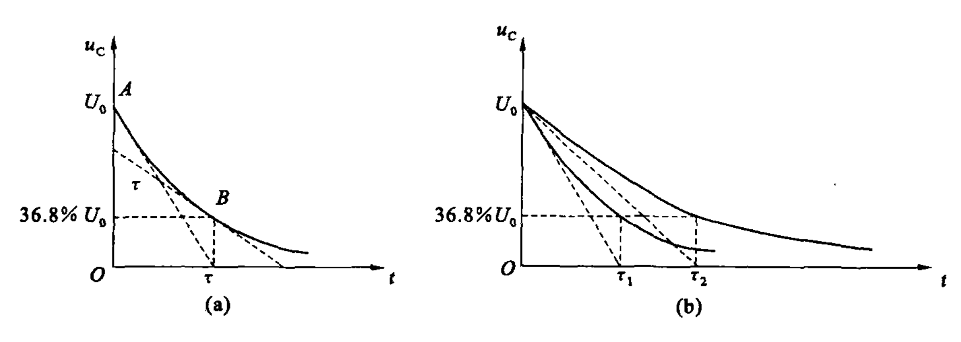


图 4.6 τ值及不同τ值的对比关系

(2) 不论是只改变 R 的大小，还是只改变 C 的大小，都会改变 τ 值。图 4.6(b)描绘出不同的 τ 值的电压衰减情况。τ 值不同，电容放电的速度就不一样。时间常数 τ 越大，放电就进行得越缓慢，u_C(或 i)从其初始值变化到稳态值所需时间就越长。

值得注意的是，当电路中的电阻 R 较小时，由式(4.9)可知，i 将会很大。这就是电容器在进行充电或放电时的过电流现象，称为**冲击电流**。过大的冲击电流会造成电路中一些电子器件的损坏。为了限制冲击电流，可将电路中的电阻 R(称为限流电阻)适当加大。

(3) 由以上 u_C 和 i 的数学表达式可知，从理论上讲，不论是 i 还是 u_C，从其初始值达到稳态值，所需的时间为无穷大。但在工程上进行分析与计算时，只要经过 $t=(3\sim5)\tau$ 的时间，就可认为 u_C 和 i 已经达到稳态值，即可认为放电过程已经结束。为了使读者对这一点更加清楚，现将电容器放电时 u_C 和 i 经过 $t=(1\sim5)\tau$ 时的具体值列入表 4.1 中(充电过程类似)。

表 4.1 i 和 u_C 随时间变化的情况

t	τ	2τ	2.3τ	3τ	5τ	∞
u_C	$0.368U_0$	$0.135U_0$	$0.10U_0$	$0.05U_0$	$0.01U_0$	0
i	$0.368\dfrac{U_0}{R}$	$0.135\dfrac{U_0}{R}$	$0.10\dfrac{U_0}{R}$	$0.05\dfrac{U_0}{R}$	$0.01\dfrac{U_0}{R}$	0

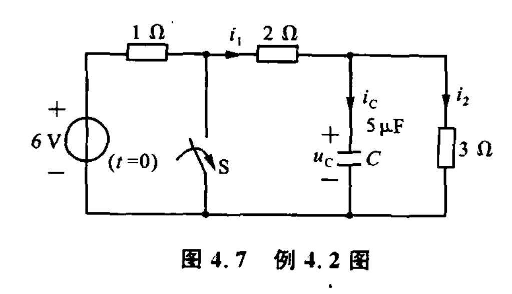


图 4.7 例 4.2 图

【例 4.2】 电路如图 4.7 所示，各元件参数及电压、电流的参考正方向均已示于图中。开关 S 闭合前电路已经稳定。在 $t=0$ 时，开关闭合，试求 $t\geqslant 0$ 时电压 u_C 和电流 i_C、i_1 及 i_2。

【解】 在 $t=0_-$ 时

$$u_C(0_-)=\frac{6}{1+2+3}\times 3\ \text{V}=3\ \text{V}$$

在 $t\geqslant 0$ 时，6 V 电压源与 1 Ω 电阻串联支路被关断，对右边不起作用。这时电容器经过两条支路放电，时间常数为

$$\tau=\frac{2\times 3}{2+3}\times 5\times 10^{-6}\ \text{s}=6\times 10^{-6}\ \text{s}$$

由式(4.8)可得

$$u_C=3e^{-\frac{10^6}{6}t}\ \text{V}=3e^{-1.7\times 10^5 t}\ \text{V}$$

并由此得出

$$i_C = C\frac{\mathrm{d}u_C}{\mathrm{d}t} = -2.5\mathrm{e}^{-1.7\times10^5 t}\ \mathrm{A}$$

$$i_2 = \frac{u_C}{3} = \mathrm{e}^{-1.7\times10^5 t}\ \mathrm{A}$$

$$i_1 = -\frac{u_C}{2} = -1.5\mathrm{e}^{-1.7\times10^5 t}\ \mathrm{A}$$

4.2.2 *RC* 电路的零状态响应

所谓 *RC* 电路零状态是指换路前电容元件未存有能量，$u_C(0_-)=0$。在此条件下，由电源激励所产生的电路的响应，称为**零状态响应**。

分析 *RC* 电路的零状态响应，实际上就是分析电容元件的充电过程。如图 4.8 所示。在 $t=0$ 时合上开关 S，电路以一个恒定电压 U 对电容进行充电。输入相当于一个阶跃电压 u，注意与恒定电压的区别(如图 4.9)，阶跃电压表达式如下

$$u = \begin{cases} 0 & (t<0) \\ U & (t>0) \end{cases}$$

式中 U——幅值。

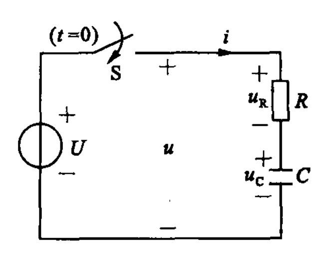
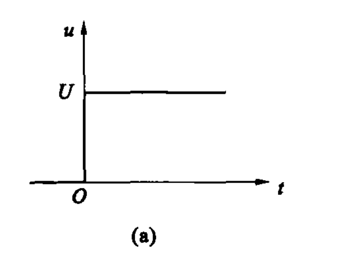
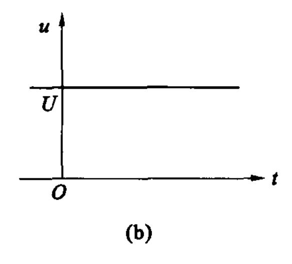


图 4.8 *RC* 充电电路



(a)



(b)

图 4.9

(a) 阶跃电压；(b) 恒定电压

根据基尔霍夫电压定律，列出 $t\geqslant 0$ 时电路中电压和电流的微分方程

$$U = Ri + u_C = RC\frac{\mathrm{d}u_C}{\mathrm{d}t} + u_C \tag{4.11}$$

式(4.11)的通解有两部分：一部分是特解 u_C'，一部分是齐次解 u_C''，即

$$u_C = u_C' + u_C'' = U + A\mathrm{e}^{-\frac{1}{RC}t}$$

在 $t=0_+$ 时，$u_C(0_+)=0$，则积分常数 $A=-U$。所以电容元件两端的电压

$$u_C = U - U\mathrm{e}^{-\frac{1}{RC}t} = U(1-\mathrm{e}^{-\frac{1}{RC}t}) = U(1-\mathrm{e}^{-\frac{t}{\tau}}) \tag{4.12}$$

所求电压 u_C 随时间的变化曲线如图 4.10 所示。u_C' 不随时间变化，u_C'' 按指数规律衰减而趋于稳态值。

当 $t=\tau$ 时，$u_C=U(1-\mathrm{e}^{-1})=0.632U$。从电路的角度来分析，暂态过程中电容元件两端的电压 u_C 可看成两个分量叠加而成：其一是到达稳定状态时的电压(u_C')，称为**稳态分量**，它的变化规律和大小与电源电压 U 有关；其二是 u_C''，仅存在于暂态过程，称为**暂态分量**，

它的变化规律与电源电压 U 无关，总是按指数规律衰减，但是它的大小与电源电压 U 有关。

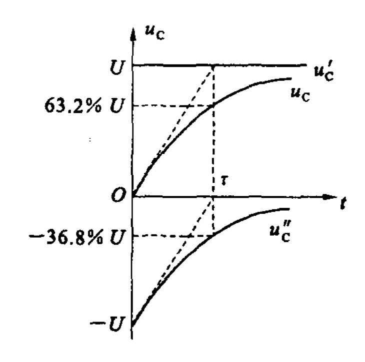


图 4.10　u_C 的变化曲线

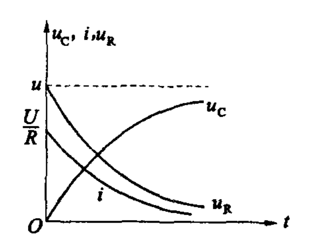


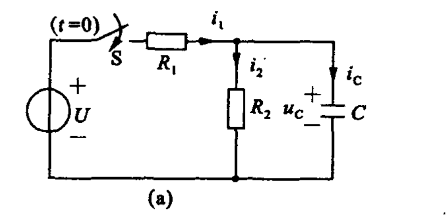
图 4.11　u_C、u_R 和 i 的变化曲线

同理可求出 $t\geqslant 0$ 时电路中电流和电阻 R 的电压分别为

$$i = C\frac{\mathrm{d}u_C}{\mathrm{d}t} = \frac{U}{R}\mathrm{e}^{-\frac{t}{\tau}} \tag{4.13}$$

$$u_R = Ri = U\mathrm{e}^{-\frac{t}{\tau}} \tag{4.14}$$

【例 4.3】 如图 4.12 所示，$U=9$ V，$R_1=6$ kΩ，$R_2=3$ kΩ，$C=1000$ pF，$u_C(0)=0$。试求开关 S 闭合后（$t\geqslant 0$）的电压 u_C。



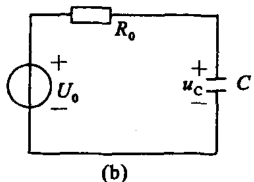


图 4.12　例 4.3 图

【解】 利用戴维南定理将电路转换成图 4.12(b)所示电路，等效开路电压 U_0 和等效电阻 R_0 分别为

$$U_0 = \frac{R_2U}{R_1+R_2} = \frac{3}{3+6}\times 9 = 3\ \mathrm{V}$$

$$R_0 = \frac{R_1R_2}{R_1+R_2} = \frac{3\times 6}{3+6} = 2\ \mathrm{k\Omega}$$

时间常数为

$$\tau = R_0C = 2\times 10^3\times 1\times 10^{-9}\ \mathrm{s} = 2\times 10^{-6}\ \mathrm{s}$$

再由式(4.12)得

$$u_C = U_0(1-\mathrm{e}^{-\frac{t}{\tau}}) = 3(1-\mathrm{e}^{-\frac{t}{2\times 10^{-6}}})\ \mathrm{V} = 3(1-\mathrm{e}^{-5\times 10^5 t})\ \mathrm{V}$$

4.2.3　RC 电路的全响应

所谓 RC 电路的全响应是指电源的激励和电容元件的初始状态 $u_C(0_+)$ 均不为零时电路的响应，也就是零输入响应和零状态响应两者的叠加。

在图 4.8 的电路中，阶跃激励的幅值为 U，$u_C(0_-)=U_0$。$t\geqslant 0$ 时，电路的微分方程和式(4.11)相同，也由此得出

$$u_C = u_C' + u_C'' = U + Ae^{-\frac{1}{RC}t} \tag{4.15}$$

但积分常数 A 与零状态时不同。在 $t=0_+$ 时，$u_C(0_+)=U_0$，则积分常数 $A=U_0-U$。所以电容元件两端的电压

$$u_C = U + (U_0 - U)e^{-\frac{1}{RC}t} \tag{4.16}$$

或

$$u_C = U_0 e^{-\frac{t}{\tau}} + U(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}) \tag{4.17}$$

由式(4.17)我们不难看出右边第一项为零输入响应，第二项为零状态响应。于是得出

全响应＝零输入响应＋零状态响应

这就说明可以利用叠加定理来分析一阶电路。在求全响应时，可把电容元件的初始状态 $u_C(0_+)$ 看作为一种电压源。$u_C(0_+)$ 和电源激励分别单独作用时所得出的零输入响应和零状态响应叠加，即全响应。

再分析一下式(4.16)，它的右边也由两项构成：U 为稳态分量；$(U_0-U)e^{-\frac{t}{\tau}}$ 为暂态分量。于是全响应也可以表示为

全响应＝稳态分量＋暂态分量

求出 u_C 后，就可得出

$$i = C\frac{du_C}{dt}, \quad u_R = Ri$$

【例 4.4】 如图 4.13 所示，开关 S 长期合在位置 1 上，如在 $t=0$ 时把它合到 2 后，试求电容元件上的电压 u_C。已知 $R_1=1\ \text{k}\Omega$，$R_2=2\ \text{k}\Omega$，$C=3\ \mu\text{F}$，电压源 $U_1=3\ \text{V}$，$U_2=5\ \text{V}$。

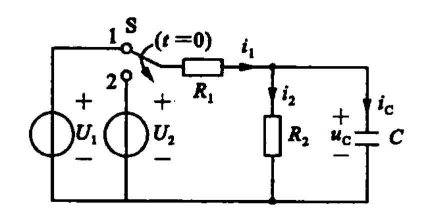


图 4.13 例 4.4 图

【解】 在 $t=0_-$ 时

$$u_C(0_-) = \frac{U_1R_2}{R_1+R_2} = \frac{2}{1+2}\times 3 = 2\ \text{V}$$

在 $t\geqslant 0$ 时，根据基尔霍夫电流定律列出

$$i_1 = i_2 + i_C$$

$$\frac{U_2 - u_C}{R_1} = \frac{u_C}{R_2} + C\frac{du_C}{dt}$$

经整理后得

$$R_1C\frac{du_C}{dt} + \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right)u_C = U_2$$

$$\tau = \frac{R_1R_2}{R_1+R_2}C = \frac{1\times 2}{1+2}\times 10^3 \times 3\times 10^{-6}\ \text{s} = 2\times 10^{-3}\ \text{s}$$

由公式(4.15)可列出

$$u_C = u_C' + u_C'' = U + Ae^{-\frac{1}{RC}t} = \frac{10}{3} + Ae^{-\frac{1}{2\times 10^{-3}}t}\ \text{V}$$

当 $t=0_+$ 时，$u_C(0_+)=2\ \text{V}$，则 $A=-\frac{4}{3}$，所以

$$u_C = \frac{10}{3} - \frac{4}{3}e^{-\frac{1}{2\times 10^{-3}}t}\ \text{V} = \frac{10}{3} - \frac{4}{3}e^{-500t}\ \text{V}$$

思考与练习

4.2.1 对于同一 RC 电路，以不同的电压对它充电，问电容电压达到稳态值所需的时间是否相等？

4.2.2 试从能量角度阐明 RC 电路的零输入响应随时间按指数规律衰减。

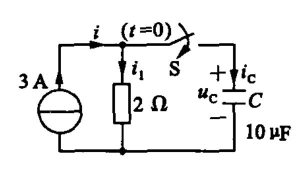


图 4.14 题 4.2.3 图

4.2.3 在图 4.14 所示的电路中，参数已经给出。试求换路后的 u_C。设 $u_C(0)=0$。

4.2.4 上题如果 $u_C(0)$ 分别为 2 V 和 8 V，求对应的 u_C。

4.2.5 利用基尔霍夫电流定律和解微分方程的方法解答例 4.3。

4.2.6 常用万用表的“$R\times1000$”挡来检查电容器（电容量 C 应较大）的质量。如在检查时发现如下现象，试判断电容器的好坏并解释之。

(1) 指针满偏转后停止不动；

(2) 指针根本不动；

(3) 指针很快偏转后又返回原刻度(∞)处；

(4) 指针偏转后不能返回原刻度处；

(5) 指针偏转后返回速度很慢。

4.3 *RL* 电路的时域分析

电感也是一种记忆元件，RL 电路的分析与 RC 电路类似，所以本节许多地方没有展开叙述，读者可参考 RC 电路的分析内容，自行完成相关的推导。

4.3.1 *RL* 电路的零输入响应

图 4.15 是一 RL 串联电路。在换路前，开关 S 是合在位置 2 上的，电感元件中通有电流。在 $t=0$ 时将开关从位置 2 合到位置 1，使电路脱离电源，RL 电路被短路。此时，电感元件已储有能量，其中电路的初始值 $i(0_+)=I_0$。所以 RL 电路的零输入响应其实就是电感释放电能转换成热能的过程。

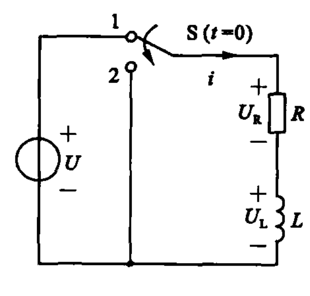


图 4.15 *RL* 电路

关于流过线圈的电流在换路前后不能发生跃变的原因，也可通过电感元件的约束方程 $u_L=L\dfrac{di_L}{dt}$ 加以说明，在 L 为常数的情况下，如果 i_L 发生跃变，则 $\dfrac{di_L}{dt}=\infty$，这就意味着在换路瞬间要给线圈加一个无穷大的电压，在一般情况下，这当然也是不可能的。在换路前后虽然流过线圈的电流不能发生跃变，但线圈两端的电压 u_L 是可以跃变的。

根据基尔霍夫电压定律，列出 $t\geqslant0$ 时的电路的微分方程

$$Ri+L\frac{di}{dt}=0 \tag{4.18}$$

可知其通解为

$$i=I_0e^{-\frac{R}{L}t}=I_0e^{-\frac{t}{\tau}} \tag{4.19}$$

式中

$$\tau = \frac{L}{R}$$

因为

$$\frac{[L]}{[R]} = \frac{[欧 \cdot 秒]}{[欧]} = [秒]$$

所以它也具有时间的量纲，是 RL 电路的时间常数（与 RC 电路的 τ 具有同样的意义）。

时间常数 τ 愈小，暂态过程就进行得愈快。因为 L 愈小，则阻碍电流变化的作用也就愈小（$e_L = -L\dfrac{di}{dt}$）；R 愈大，则在同样电压下电流的稳定值或暂态分量的初始值 $\dfrac{U}{R}$ 愈小。这都促使暂态过程加快。因此改变电路参数的大小，可以影响暂态过程的快慢。

由式（4.19）可得出 $t \geqslant 0$ 时电阻元件和电感元件上的电压，它们分别为

$$u_R = Ri = RI_0 e^{-\frac{t}{\tau}} \tag{4.20}$$

$$u_L = L\frac{di}{dt} = -RI_0 e^{-\frac{t}{\tau}} \tag{4.21}$$

所求 i、u_R 及 u_L 都随时间而变化的曲线如图 4.16 所示。

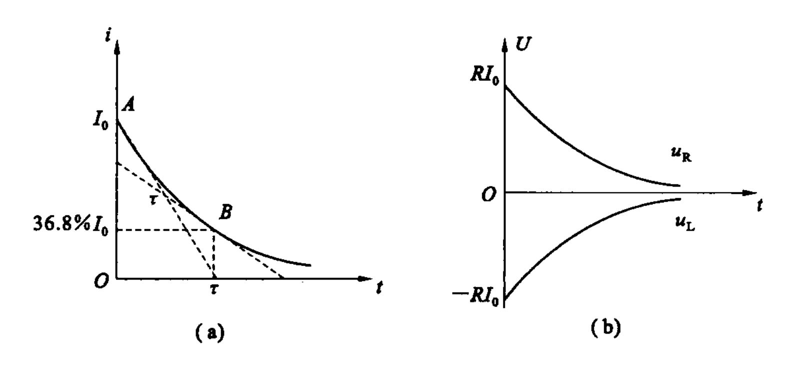


图 4.16 RL 串联电路短路时 i,u_R 及 u_L 的变化曲线

值得注意的是：在图 4.15 中（相当于线圈的电路模型），当开关 S 将线圈从电源断开而未加以短路，这时电路变化率 $\left(\dfrac{di}{dt}\right)$ 很大，致使自感电动势 $\left(e_L = -L\dfrac{di}{dt}\right)$ 很大。这个感应电动势可能使开关两触点之间的空气击穿而造成电弧以延缓电流的中断，开关触点因而被烧坏。所以往往在将线圈从电源断开的同时而将线圈加以短路，以便使电流（或磁能）逐渐减小。有时为了加速线圈放电的过程，可用一个低值泄放电阻 R' 与线圈连接（图 4.17）。泄放电阻不宜过大，否则在线圈两端会出现过电压。因为线圈两端的电压为（若换路前电路已处于稳态，则 $I_0 = \dfrac{U}{R}$）

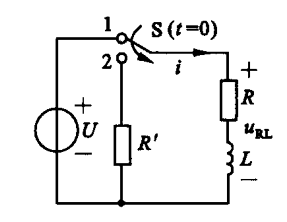


图 4.17 连接泄放电阻的电路

$$u_{RL} = -R'i = -\frac{R'}{R}Ue^{-\frac{R+R'}{L}t}$$

在 $t=0$ 时，其绝对值为

$$u_{RL}(0) = \frac{R'}{R}U$$

可见当 $R' > R$ 时，$u_{RL}(0) > U$。

如果在线圈两端原来并联有电压表(其内阻很大),如图 4.4 所示,则在开关断开前必须将它去掉,以免引起过电压而损坏电压表。

4.3.2 *RL* 电路的零状态响应

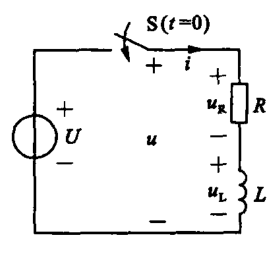


图 4.18 *RL* 电路零状态响应

图 4.18 是一 *RL* 串联电路。在换路前电感元件未储有能量,$i(0_-)=i(0_+)=0$,即电路处于零状态。在 $t=0$ 时将开关 S 合上,电路即与一恒定电压为 U 的电压源接通。此时实为输入一阶跃电压 u 。所以 *RL* 电路的零状态响应其实就是电感储存电能的过程。

根据基尔霍夫电压定律,列出 $t\geqslant 0$ 时的电路的微分方程

$$U=Ri+L\frac{\mathrm{d}i}{\mathrm{d}t} \tag{4.22}$$

可知其通解为

$$i=\frac{U}{R}-\frac{U}{R}\mathrm{e}^{-\frac{R}{L}t}=\frac{U}{R}(1-\mathrm{e}^{-\frac{t}{\tau}}) \tag{4.23}$$

也是由稳态分量和暂态分量相加而得。

所求电流随时间而变化的曲线如图 4.19 所示。

由式(4.23)可得出 $t\geqslant 0$ 时电阻元件和电感元件上的电压

$$u_R=Ri=U(1-\mathrm{e}^{-\frac{t}{\tau}}) \tag{4.24}$$

$$u_L=L\frac{\mathrm{d}i}{\mathrm{d}t}=U\mathrm{e}^{-\frac{t}{\tau}} \tag{4.25}$$

它们随时间变化的曲线如图 4.20 所示。在稳态时,电感元件相当于短路,其上电压为零,所以电阻元件上的电压就等于电源电压。

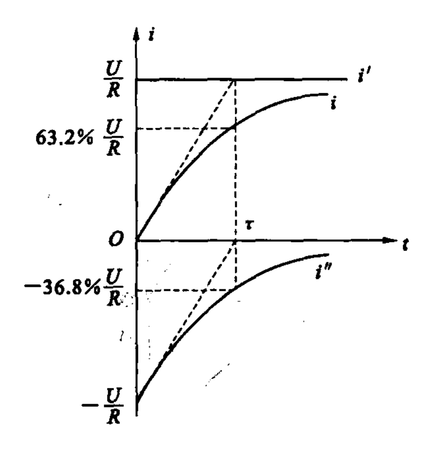


图 4.19 i 的变化曲线

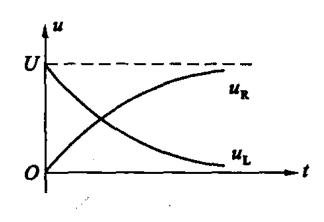


图 4.20 u_R 和 u_L 的变化曲线

4.3.3 *RL* 电路的全响应

在图 4.21 所示的电路中,电源电压为 U,$i(0_-)=I_0$。当将开关闭合时,即和图 4.18 一样,是一 *RL* 串联电路。*RL* 串联电路的充电过程和放电过程,也都是电路由一种稳态变到另一种稳态中间必须经过的过渡过程。在充电过程中,流过线圈的电流由其初始值 $i_L=0$

按指数规律增大到稳态值 $i_L=\dfrac{U}{R}$，因此，线圈的磁场不断加强；在放电过程中，流过线圈的电流由其初始值 $i_L=\dfrac{U}{R}$ 按指数规律减小到稳态值 $i_L=0$，线圈的磁场不断削弱。

在 $t\geqslant 0$ 时的电路的微分方程和式(4.22)相同，可知其通解为

$$i=\frac{U}{R}+\left(I_0-\frac{U}{R}\right)e^{-\frac{R}{L}t} \tag{4.26}$$

式中，右边第一项为稳态分量，第二项为暂态分量。两者相加即为全响应 i。

同理可将式(4.26)改写成

$$i=I_0 e^{-\frac{t}{\tau}}+\frac{U}{R}(1-e^{-\frac{t}{\tau}}) \tag{4.27}$$

式中，右边第一项为零输入响应；第二项为零状态响应。两者叠加即为全响应 i。

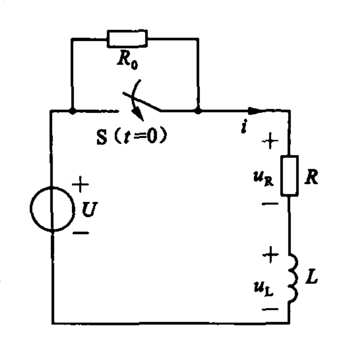


图 4.21 RL 电路的全响应

【例 4.5】 如图 4.21 所示：$R_0=8\ \Omega$，$R=12\ \Omega$，$L=0.6\ \text{H}$，直流电源电压为 220 V。如在稳定状态下 R_0 被短路，试问短路后经多少时间电流才达到 15 A？

【解】 在稳定的状态下，电感相当于短路，所以

$$i(0_-)=\frac{U}{R_0+R}=\frac{220\ \text{V}}{(8+12)\ \Omega}=11\ \text{A}$$

这样就确定 i 的初始值 I_0

$$I_0=i(0_+)=i(0_-)=11\ \text{A}$$

时间常数 $\tau=\dfrac{L}{R}=\dfrac{0.6}{12}\ \text{s}=0.05\ \text{s}$，稳态分量为

$$\frac{U}{R}=\frac{220\ \text{V}}{12\ \Omega}=18.3\ \text{A}$$

根据式(4.26)可写出

$$\begin{aligned} i&=[18.3+(11-18.3)e^{-\frac{1}{0.05}t}]\ \text{A}\\ &=(18.3-7.3e^{-20t})\ \text{A}\end{aligned}$$

当电流到达 15 A 时

$$15=18.3-7.3e^{-20t}$$

所经过的时间为

$$t=0.039\ \text{s}$$

电流 i 的变化曲线如图 4.22 所示。

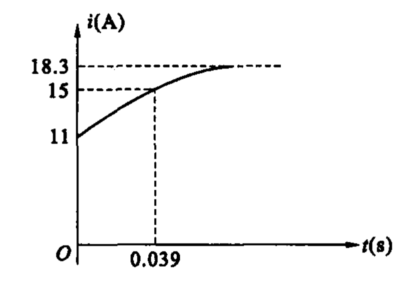


图 4.22 例 4.5 中电流的变化曲线

练习与思考

4.3.1 有一电感量 L 较大的线圈(其等效电阻 R 较小)接在直流电源上工作，在线圈两端并联了一个内阻 R_0 很大的电压表(电路如图 4.4 所示)，在开关 S 突然断开时电压表有无问题？为什么？应如何处理？

4.3.2 在图 4.17 所示的电路中，在开关 S 从 1 断开并同时与 2 闭合后的放电过程中，试判断电感 L 两端电压的极性。

4.3.3 电路如图 4.23 所示，试求 $t\geqslant 0$ 时的电流 i_L。

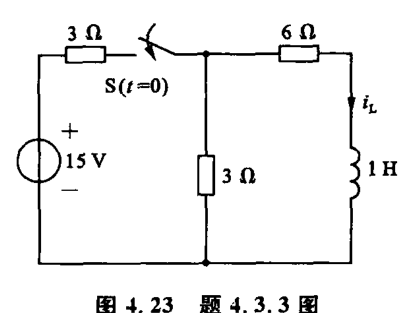


图 4.23　题 4.3.3 图

4.3.4　有一台直流电动机，它的励磁场线圈的电阻为 50 Ω，当加上额定励磁电压经过 0.1 s 后，励磁电流增长到稳态值的 63.2%。试求线圈的电感。

4.3.5　一个线圈的电感 $L=0.1$ H，通有直流 $I=5$ A，现将此线圈短路，经过 $t=0.01$ s 后，线圈中电流减小到初始值的 36.8%，试求线圈的电阻 R。

4.4　求解一阶电路的三要素法

只含有一个储能元件或可等效为一个储能元件的线性电路，不论是简单的或复杂的，它的微分方程都是一阶常系数线性微分方程。这种电路称为一阶线性电路。

上述的 RC 电路和 RL 电路都是一阶线性电路，由上两节的分析可知电路的响应是由稳态分量（包括零值）和暂态分量两部分相加而得，如写成一般式子，则为

$$f(t)=f'(t)+f''(t)=f(\infty)+Ae^{-\frac{t}{\tau}}$$

式中，$f(t)$是电流或电压，$f(\infty)$是稳态分量（即稳态值），$Ae^{-\frac{t}{\tau}}$是暂态分量，若初始值为 $f(0_+)$，则得 $A=f(0_+)-f(\infty)$。于是

$$f(t)=f(\infty)+[f(0_+)-f(\infty)]e^{-\frac{t}{\tau}} \tag{4.28}$$

这就是分析一阶线性电路暂态过程中任意变量的一般公式。只要求得 $f(0_+)$、$f(\infty)$ 和 τ 这三个“要素”，就能直接写出电路的响应（电流或电压）。我们把这种求解的方法称为三要素法。下面我们来讨论一下这三个要素（如图 4.24 所示）：

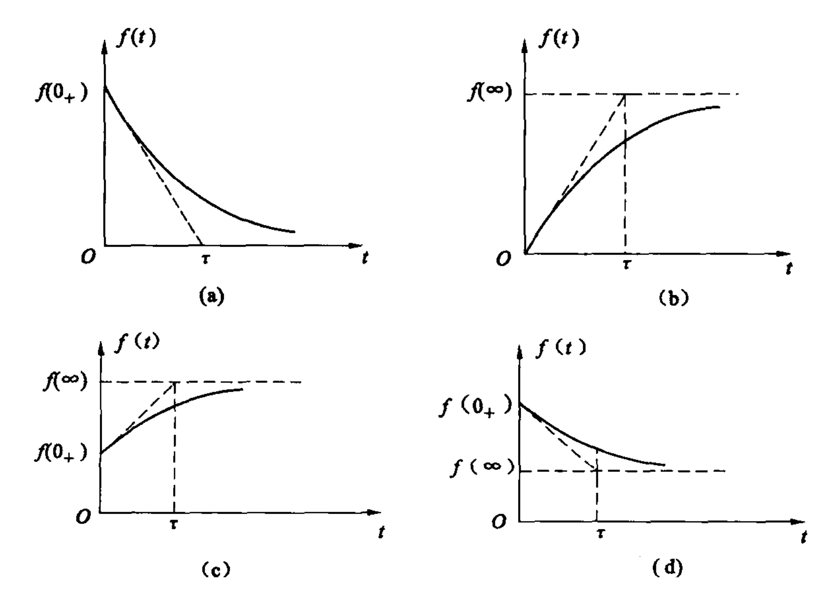


图 4.24　不同情况下的曲线

(a) $f(\infty)=0$；(b) $f(0_+)=0$；(c) $f(\infty)>f(0_+)\neq0$；(d) $f(0_+)>f(\infty)\neq0$

(1) 当 $f(\infty)=0$ 时，即稳态分量为零，此时表达式为 $f(t)=Ae^{-\frac{t}{\tau}}$，就是零输入响应。

(2) 当 $f(0_+)=0$ 时，即初始值为零，此时 $A=-f(\infty)$，表达式为 $f(t)=A(1-e^{-\frac{t}{\tau}})$，就是零状态响应。

(3) 当 $f(\infty)\neq 0$ 且 $f(0_+)\neq 0$ 时，就是全响应。

三要素法求解电路是在知道曲线按指数衰减（或增长）的前提下，进行解答。它抓住电路的三个主要特性，然后利用通式直接写出答案。好比对一个人描述一样，抓住这个人的性别、高矮和胖瘦等主要特征就可以对这个人进行准确描述。

【例 4.6】 应用三要素法求例 4.4 中的 u_C。

【解】 (1) 初始值

$$u_C(0_+)=\frac{R_2}{R_1+R_2}U_1=\frac{2}{1+2}\times 3=2\ \text{V}$$

(2) 稳态值

$$u_C(\infty)=\frac{R_2}{R_1+R_2}U_2=\frac{2}{1+2}\times 5=\frac{10}{3}\ \text{V}$$

(3) 时间常数

$$\tau=(R_1\ /\!/\ R_2)C=\frac{1\times 2\times 10^6}{(1+2)\times 10^3}\times 3\times 10^{-6}=2\times 10^{-3}\ \text{s}$$

于是可写出

$$u_C=\left[\frac{10}{3}+\left(2-\frac{10}{3}\right)e^{-\frac{1}{2\times 10^{-3}}t}\right]=\left(\frac{10}{3}-\frac{4}{3}e^{-500t}\right)\ \text{V}$$

【例 4.7】 应用三要素法求例 4.5 中的电流 i。

【解】 (1) 确定初始值

在 $t=0_+$ 时

$$i(0_+)=\frac{U}{R_0+R}=\frac{220}{8+12}=11\ \text{A}$$

(2) 确定稳态值

$$i(\infty)=\frac{U}{R}=\frac{220}{12}=18.3\ \text{A}$$

(3) 确定电路的时间常数

$$\tau=\frac{L}{R}=\frac{0.6}{12}=0.05\ \text{s}$$

于是可写出

$$i=18.3+(11-18.3)e^{-20t}=(18.3-7.3e^{-20t})\ \text{A}$$

【例 4.8】 在图 4.25(a)中，$U=10$ V，$I=2$ A，$L=4$ H，$R=2\ \Omega$。在 $t=0$ 时闭合 S，试求 S 闭合后电路中的电流 i_L 和 i。

【解】 用戴维南定理等效为图 4.25(b)，其中

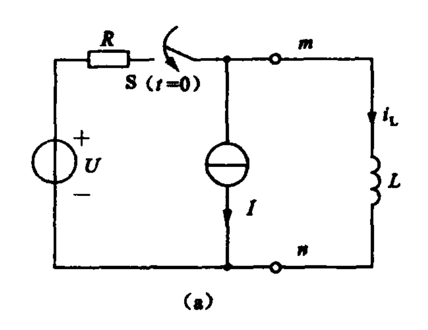
开路电压 $U_0=U-RI=10-2\times 2=6$ V，等效内阻 $R_0=R=2\ \Omega$

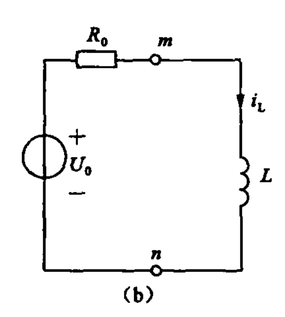
初始值

$$i_L(0_+)=i_L(0_-)=-I=-2\ \text{A}$$

稳态值

$$i(\infty)=\frac{U_0}{R_0}=\frac{6}{2}=3\ \text{A}$$





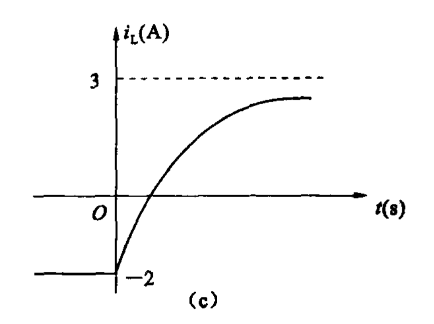


图 4.25　例 4.8 图

电路的时间常数

$$\tau = \frac{L}{R_0} = \frac{4}{2} = 2\ \text{s}$$

于是可写出

$$i_L = 3 + (-2-3)e^{-0.5t} = (3-5e^{-0.5t})\ \text{A}$$

根据 KCL 定律可得

$$i = i_L + I = 5(1-e^{-0.5t})\ \text{A}$$

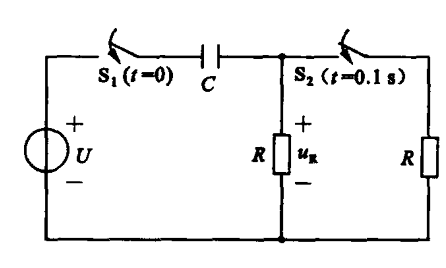


图 4.26　例 4.9 图

【例 4.9】 在图 4.26 中，$U=20$ V，$C=4\ \mu$F，$R=50$ kΩ。在 $t=0$ 时闭合 S_1，在 $t=0.1$ s 时闭合 S_2，求 S_2 闭合后的电压 U_R。设 $u_C(0_-)=0$。

【解】 在 $t=0$ 时闭合 S_1 后，由式(4.14)得出

$$u_R = Ue^{-\frac{t}{\tau_1}} = 20e^{-\frac{t}{0.2}}\ \text{V}$$

式中

$$\tau_1 = RC = 50\times10^3\times4\times10^{-6} = 0.2\ \text{s}$$

在 $t=0.1$ s 时

$$U_R(0.1) = 20e^{-\frac{0.1}{0.2}} = 20e^{-0.5}$$
$$= 20\times0.607 = 12.14\ \text{V}$$

在 $t=0.1$ s 时闭合 S_2 后，可应用三要素法求 U_R：

(1) 确定初始值

$$u_R(0.1)=12.14\ \text{V}$$

(2) 确定稳态值

$$u_R(\infty)=0\ \text{V}$$

(3) 确定时间常数

$$\tau_2=\frac{R}{2}C=25\times10^3\times4\times10^{-6}\ \text{s}=0.1\ \text{s}$$

于是可写出

$$u_R = u_R(\infty) + [u_R(0.1) - u_R(\infty)]e^{-\frac{t-0.1}{\tau_2}}$$
$$= 0 + (12.14-0)e^{-\frac{t-0.1}{0.1}}$$
$$= 12.14e^{-10(t-0.1)}\ \text{V}$$

思考与练习

4.4.1　试用三要素法写出图 4.27 所示指数曲线的表达式 u_C。

4.4.2　图 4.28 中，电路参数如图所示，开关 S 在 $t=0$ 时动作，试用三要素法求 u_C。

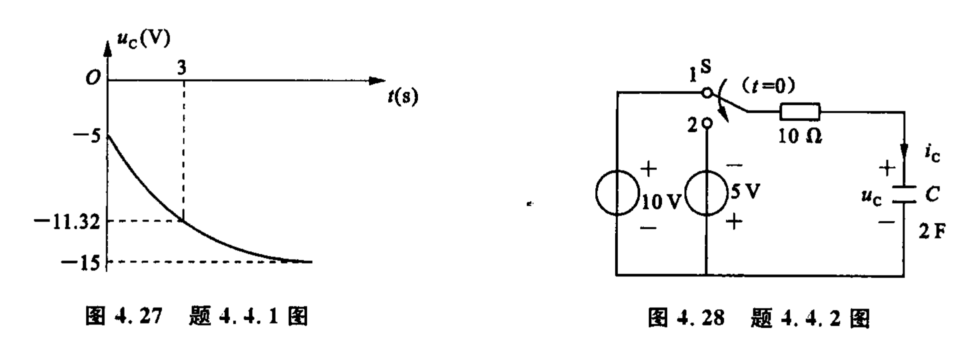


图 4.27　题 4.4.1 图　　图 4.28　题 4.4.2 图

4.5　应用举例

4.5.1　楼道自动延时关灯系统

由 RC 所构成的一阶电路，由于电路建立新的稳态需要一定的时间，所用时间的大小与 R 和 C 的参数相关。换句话说，我们可以靠改变 R 和 C 的大小来控制电路建立新的稳态所需要的时间。这就是延时电路在楼道自动关灯系统的应用。如图 4.29 所示，它的工作原理如下：

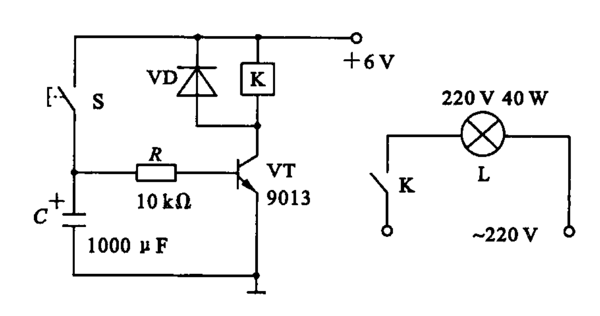


图 4.29　楼道自动延时关灯系统

(1) 当按下按钮开关 S 后，晶体管 VT 立即饱和导通，电源电压 6 V 加在继电器线圈的两端，使它吸合，动合触点闭合，220 V、40 W 的灯泡电源被接通而发光。同时，电容 C 被迅速充电，使它的两端电压也达 6 V。

(2) 当放开按钮开关 S 后，由电源提供电流 I_B 的电路被切断，但电容 C 两端存在电压，还能维持晶体管工作，随着时间的延迟，电容中的电荷经过电阻 R 与晶体管的发射结泄放，电容两端的电压逐渐下降。当 $U_{BE}<0.5$ V，晶体管 VT 截止，继电器线圈失去电压而释放，触点被打开，220 V、40 W的灯泡电源被切断而熄灭。

这个电路，按一下按钮开关 S，灯亮 20 s 左右自动熄灭（延时时间的长短可调节电容 C 的容量），可做楼道走廊照明灯的控制装置。

与继电器线圈 K 并联的二极管 VD 为保护二极管，又称续流二极管。由于继电器线圈

的电感在断电的瞬间，线圈两端将产生较高的反向电压，这个电压与电源电压叠加在晶体管 c、e 之间，很可能超过晶体管的最大反向击穿电压 $U_{(BR)CEO}$，使晶体管击穿损坏（类似于练习与思考 4.3.1 的原因）。

4.5.2　波形变换电路

一个信号源常常需要输出多种波形（正弦波、矩形波、三角波等），所以波形变换电路是一种常见电路，它的电路结构如图 4.30 所示（读者可以对比移相电路）。

图 4.30(a)为微分电路：当输入波形 u_1 为周期性的矩形波时，输出波形 u_2 为同周期的尖顶脉冲，波形如图 4.31(a)所示。它的工作条件是 $\tau=RC\ll t_p$。

图 4.30(b)为积分电路：当输入波形 u_1 为周期性的矩形波时，输出波形 u_2 为同周期的三角波，波形如图 4.31(b)所示。它的工作条件是 $\tau=RC\gg t_p$。但这种三角波的输出电压值较小及线性度较差，后面我们将会讲述一种有源的积分电路，它有良好的线性度。

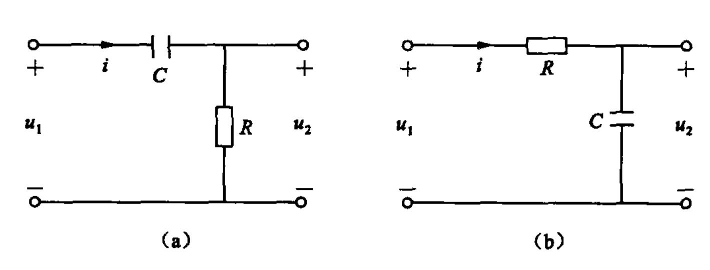
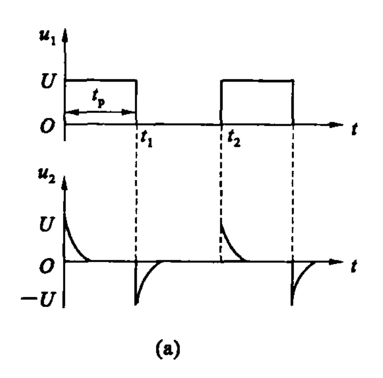


图 4.30　波形变换电路

(a) 微分电路；(b) 积分电路



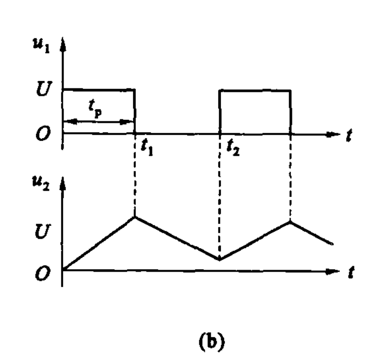


图 4.31　输出与输入之间的波形

习　题

4.1　计算图 4.32 所示电路，当开关 S 在 $t=0$ 时动作，电路在 $t=0_+$ 时刻的电压、电流的初始值。

4.2　在图 4.33 所示电路中，已知开关 S 闭合前电容器两端电压为零。开关 S 在 $t=0$ 时刻闭合，若此时电流 $i_C(0_+)=10$ mA，经过 0.1 s 后 i_C 接近于零。试求：

(1) 电阻 R 与电容 C 的值；

(2) 电流 i_C 随时间变化的表达式。

4.3　在图 4.34 所示电路中，已知 $C_1=10\ \mu$F，$C_2=20\ \mu$F，$R_1=12$ kΩ，$R_2=6$ kΩ，$U=20$ V，求开关 S 闭合后电容电压 u_C（开关闭合前电容器未充电）。

4.4　电路如图 4.35 所示，开关闭合前电路已经稳定，求开关闭合后的电压 u_C。

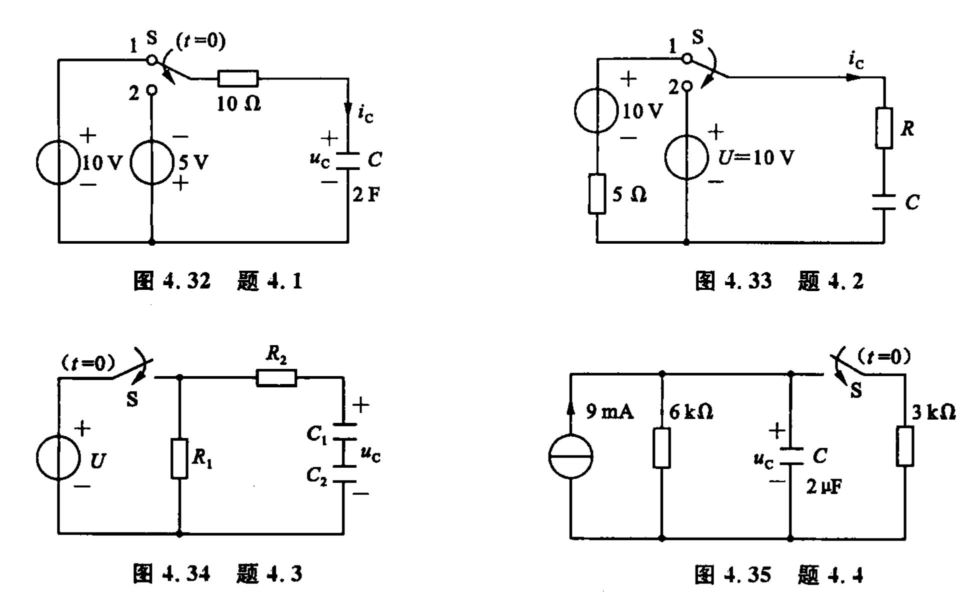


图 4.32 题 4.1　　图 4.33 题 4.2

图 4.34 题 4.3　　图 4.35 题 4.4

4.5 电路如图 4.36 所示，开关 S 原在位置 1 已久，$t=0$ 时刻合向位置 2，求 u_C 和 i。

4.6 如图 4.37 所示，开关未闭合前电路已经稳定，$t=0$ 时刻合上开关 S，求：(1) 电感的电流 i_L；(2) 直流电源发出的功率。

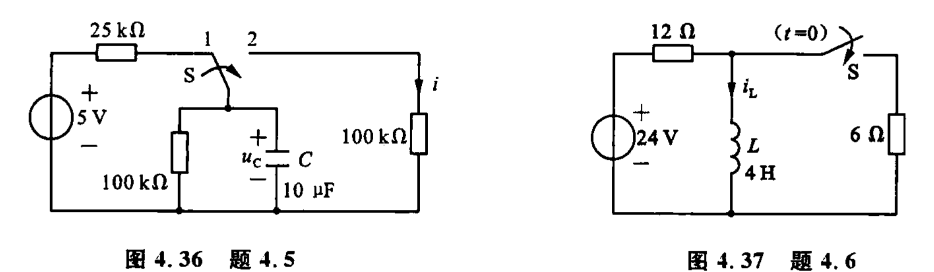


图 4.36 题 4.5　　图 4.37 题 4.6

4.7 有一线性无源网络 N(如图 4.38)，其中储能元件未储有能量，当输入电流 i 后，其两端电压的波形如图 4.38(c)所示。(1) 写出 u 指数式；(2) 画出该网络的电路，并确定元件参数值。

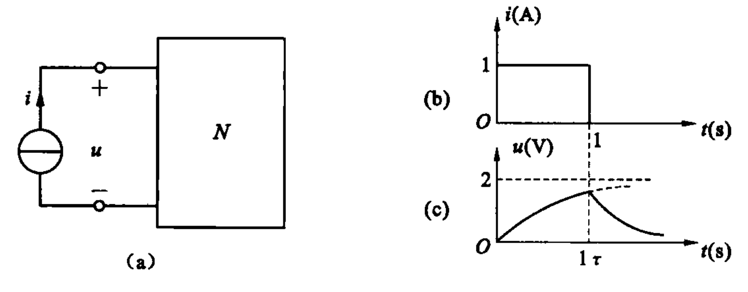
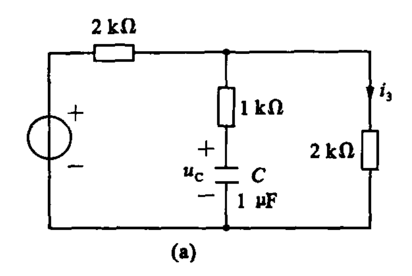


图 4.38 题 4.7

4.8 在图 4.39 电路中，u 为一阶跃电压，试求 i_3 和 u_C。设 $u_C(0_-)=1$ V。



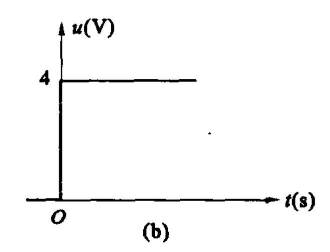


图 4.39　题 4.8

4.9　电路如图 4.40 所示，求 $t\geqslant 0$ 时，(1) 电容电压 u_C；(2) B 点电位 v_B 的变化规律；(3) A 点电位 v_A 的变化规律。换路前电路处于稳态。

4.10　电路如图 4.41 所示，换路前电路已处于稳态，试求换路后($t\geqslant 0$)的 u_C。

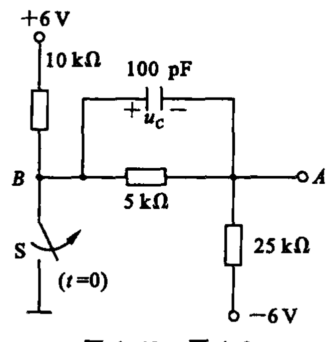




图 4.40　题 4.9

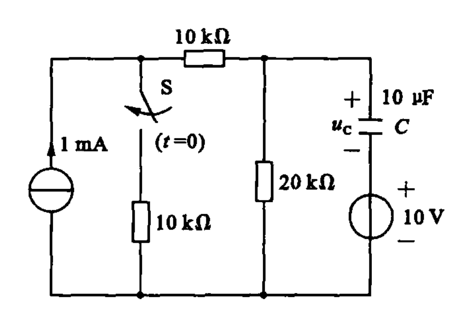


图 4.41　题 4.10

4.11　在图 4.42 中，$R_1=2\ \Omega$，$R_2=1\ \Omega$，$L_1=0.01$ H，$L_2=0.02$ H，$U=6$ V。(1) 求 S_1 闭合后电路中的电流 i_1 和 i_2；(2) 当 S_1 闭合电路到达稳态后，再闭合 S_2，试求 i_1 和 i_2。

4.12　电路如图 4.43 所示，在换路前电路处于稳态。当开关 S 从位置 1 合到位置 2 后，试求 i_L 和 i，并作出它们的变化曲线。

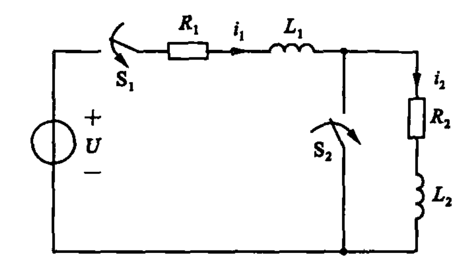


图 4.42　题 4.11

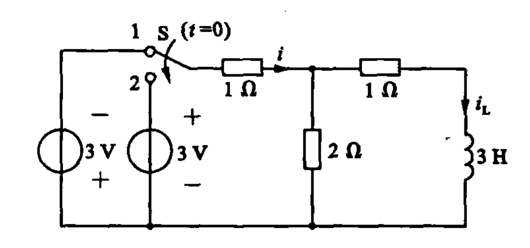


图 4.43　题 4.12

5 基本放大电路

内容提要

本章介绍了半导体的基础知识，半导体二极管、三极管的工作原理、导电特性及主要参数，基本放大电路的组成、工作原理、分析方法及应用等内容。

本章重点

半导体二极管和三极管的导电特性，基本放大电路的分析方法。

本章难点

三极管的工作原理，基本放大电路的动态工作情况分析。

易疏忽的问题

电路中不标电压、电流的参考方向，直流量、交流量、总瞬时值的书写不规范（大、小写混淆）。

5.1 PN结及其单向导电性

晶体二极管和三极管是电路中应用广泛的半导体器件，在介绍它们的工作特性之前，先介绍半导体的有关知识。

5.1.1 半导体知识简介

5.1.1.1 本征半导体

纯净的具有晶体结构的半导体称为**本征半导体**。

用来制造半导体器件的材料主要是硅、锗和砷化镓等。它们的最外层电子既不像导体那样容易挣脱原子核的束缚，也不像绝缘体那样被原子核束缚得那么紧，因而其导电性介于二者之间。图 5.1 为硅半导体内部结构图。

将纯净的半导体经过一定的工艺过程制成单晶体，即为本征半导体。晶体中的原子在空间形成排列整齐的点阵，称为晶格。由于相邻原子间的距离很小，因此，相邻的两个原子的一对最外层电子不但各自围绕自身所属的原子核运动，而且出现在相邻原子所属的轨道上，形成共价键结构，如图 5.2 所示（以硅为例）。

在一定的温度下，由于热运动转化为电子的动能，少数价电子由于热激发获得足够的能

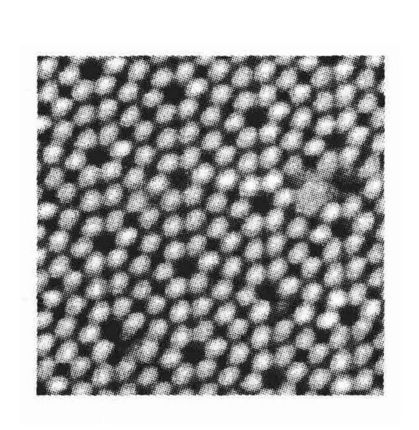


图 5.1　硅半导体内部结构

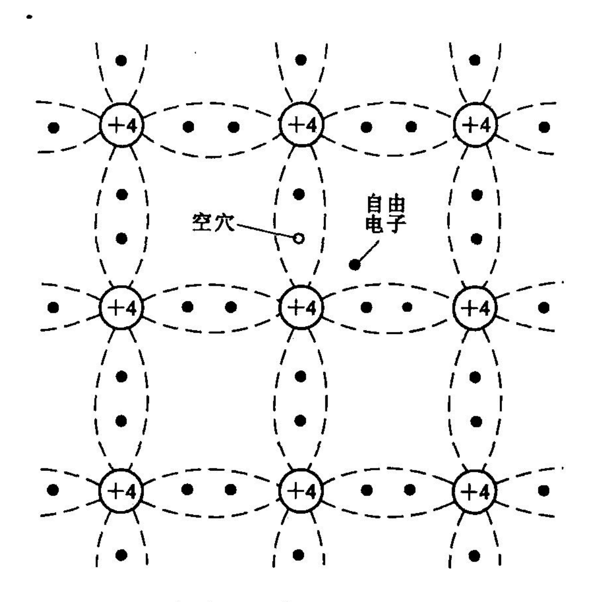


图 5.2　本征半导体的原子排列及自由电子空穴对

量挣脱共价键的束缚成为自由电子，并在共价键中留下一个空位置，称为**空穴**。原子因失掉一个价电子而带正电，或者说空穴带正电。自由电子和空穴都是运载电荷的粒子，称为**载流子**。同时，自由电子在运动过程中也会填补空位，称为**复合**。在一定温度下，激发和复合处于**动态平衡**，在本征半导体中，自由电子与空穴是成对出现的，即自由电子与空穴数目相等。如图 5.2 所示。这样，若在本征半导体两端外加一电场，则一方面自由电子将产生定向移动，形成电子电流；另一方面由于空穴的存在，价电子将按一定的方向移动，形成空穴电流。由于自由电子和空穴所带电荷极性不同，所以它们的运动方向相反，本征半导体中的电流是这两个电流之和。

导体导电只有一种载流子，即自由电子导电；而**本征半导体有两种载流子，即自由电子和空穴均参与导电**，这是半导体导电的特殊性质。

本征半导体受热或光照后产生电子空穴对的物理现象称为**本征激发**。由于常温下本征激发所产生的电子空穴对数目很少，所以**本征半导体导电性能很差**。当温度升高或光照增强，本征半导体内原子运动加剧，本征激发的电子空穴对增多，与此同时，又使复合的机会相应增多，最后达到一个新的相对平衡，这时电子空穴对的数目自然比常温时多，所以电子空穴对的数目与温度或光照有密切关系。**温度越高或光照越强，本征半导体内载流子数目越多，导电性能越好，这就是本征半导体的热敏性和光敏性。**

本征半导体的导电能力会随温度或光照的变化而变化，但是它的导电能力是很弱的。如果在本征半导体中掺入微量其他元素（这些微量元素的原子称为杂质），就使半导体的导电能力大大加强，**掺入的杂质越多，半导体的导电能力越强，这就是半导体的杂敏性。**

5.1.1.2　*杂质半导体*

由于本征半导体的导电性能很弱，而它又具有杂敏特性，所以半导体器件都是由杂质半导体构成的。

通过扩散工艺，在本征半导体中掺入少量合适的杂质元素，便可得到**杂质半导体**。按掺入的杂质元素不同，可形成 P 型半导体和 N 型半导体，控制掺入杂质元素的浓度，就可控制杂质半导体的导电性能。

在纯净的硅晶体中掺入少量的硼或铝、镓等三价元素，某些位置的硅原子将被硼原子所取代。由于硼原子的最外层只有三个价电子，所以当它们与周围的硅原子形成共价键时，就产生了一个空穴。这样的半导体称为**P型半导体**。如图5.3所示。掺入的硼越多，产生的空穴数量也越多。在P型半导体中，空穴的浓度大于自由电子的浓度，故称空穴为**多数载流子**，自由电子为**少数载流子**。掺入的杂质越多，多数载流子（空穴）的浓度越高，导电性能也就越强。

在纯净的硅晶体中掺入少量的磷或砷、锑等五价元素，由于磷原子的最外层有五个价电子，所以当它们与周围的硅原子形成共价键时会多出一个价电子成为自由电子。这样的半导体称为**N型半导体**。如图5.4所示。掺入的磷越多，产生的自由电子数量也越多。因而在N型半导体中，自由电子为多数载流子，空穴为少数载流子。

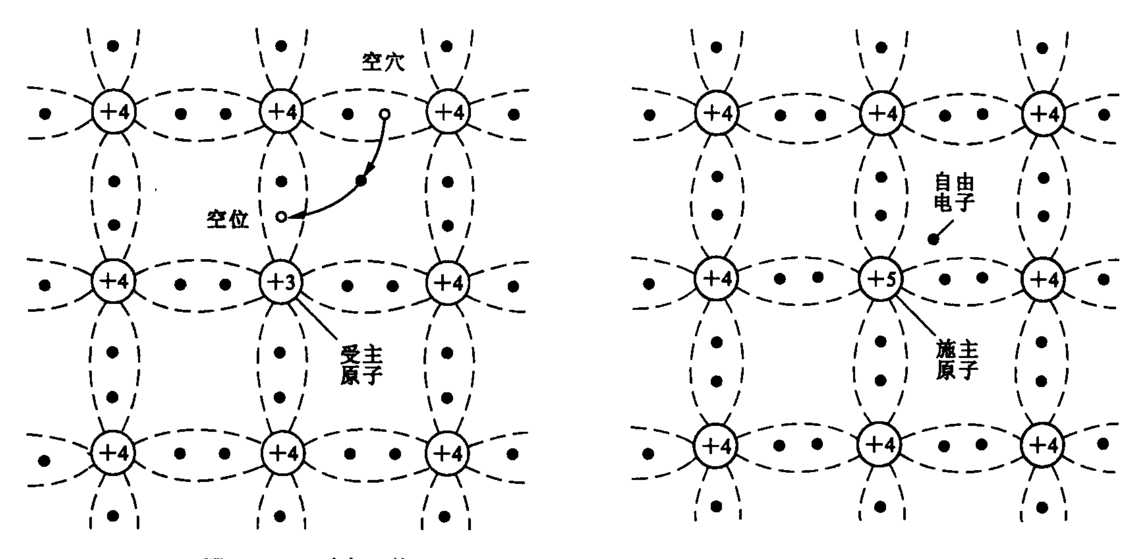


图5.3　P型半导体　　　　　　图5.4　N型半导体

由于掺入杂质使多数载流子的浓度大大增加，可以认为，多数载流子的浓度由掺杂浓度决定，因而它受温度的影响很小；而少数载流子是本征激发形成的，所以尽管其浓度很低，却对温度非常敏感，这将影响半导体器件的性能。

5.1.2　PN结

采用工艺措施，将P型半导体与N型半导体制作在同一块硅片上，在它们的交界面附近就形成**PN结**。

5.1.2.1　PN结的形成

如图5.5所示，由于P区中的空穴浓度远高于N区，故空穴就从P区向N区扩散，并与N区的电子复合，这种由于浓度差而产生的运动称为**扩散运动**。同样N区的电子也向P区扩散，并与P区的空穴复合。于是在交界面附近多数载流子的浓度下降，P区出现负离子区，N区出现正离子区，它们是不能移动的，称为**空间电荷区**，从而形成内电场。随着扩散运动的进行，空间电荷区加宽，内电场增强。内电场的方向正好阻止多数载流子（P区的空穴和N区的电子）继续扩散，并推动少数载流子（P区的电子和N区的空穴）越过空间电荷区进入对方区域，这种在电场力的作用下，少数载流子的运动称为**漂移运动**。在无外电场和其他激发作用下，参与扩散运动的多数载流子数目等于参与漂移运动的少数载流子数目，从而

达到动态平衡，空间电荷区的宽度就稳定下来，这个空间电荷区（也称**阻挡层**、**耗尽层**）就是**PN 结**。

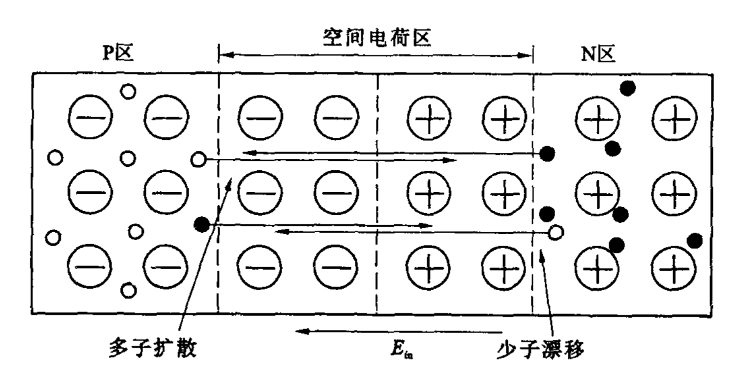


图 5.5　PN 结的形成

5.1.2.2　PN 结的导电性能

PN 结具有单向导电的特性，即 PN 结外加正向电压处于导通状态，外加反向电压处于截止状态。

当 PN 结的 P 端接外电源的正极，N 端接外电源的负极，称 PN 结外加正向电压，也称正向**偏置**。此时外加电压在 PN 结中产生的外电场和内电场方向相反，使空间电荷区变窄，削弱了内电场，破坏了原来的平衡，使扩散运动加剧，漂移运动减弱。由于扩散运动是多数载流子的运动，因而形成较大的正向电流（导电方向从 P 区指向 N 区），**PN 结导通**，如图5.6所示。PN 结导通时呈现的电阻很小，一般为几欧到几百欧，因而应在它的回路中串联一个电阻，以限制回路电流，防止 PN 结因正向电流过大而损坏。

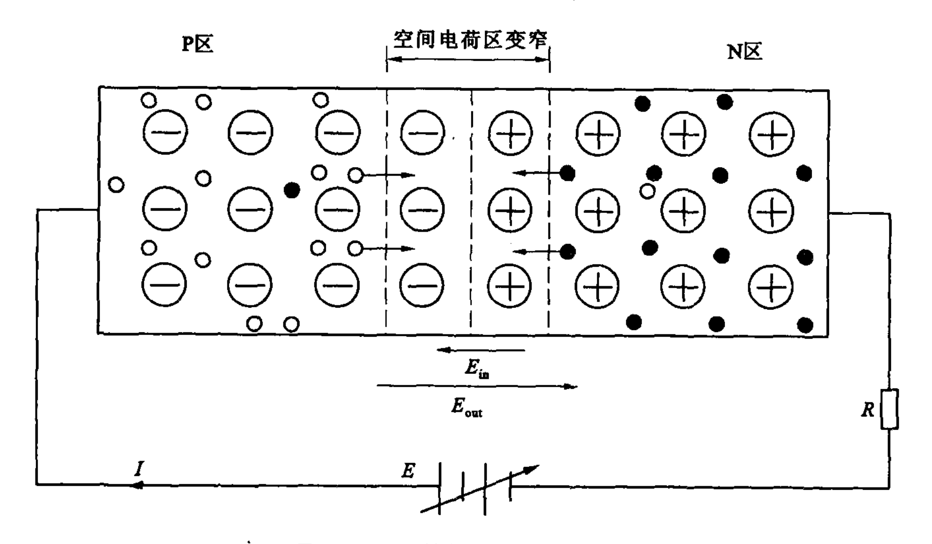


图 5.6　PN 结加正向电压时导通

当 PN 结的 P 端接外电源的负极，N 端接外电源的正极，称 PN 结外加反向电压，也称反向**偏置**。此时外电场和内电场方向相同，使空间电荷区变宽，加强了内电场，使扩散运动减弱，漂移运动加剧，形成反向电流（导电方向从 N 区指向 P 区）。由于漂移运动是少数载流子的运动，因而形成的反向电流很小，在近似分析中常将它忽略不计，认为 PN 结基本上不导电，**处于截止状态**，如图 5.7 所示。虽然反向电流很小，但由于它是少数载流子产生的，

所以它受环境温度的影响较大。

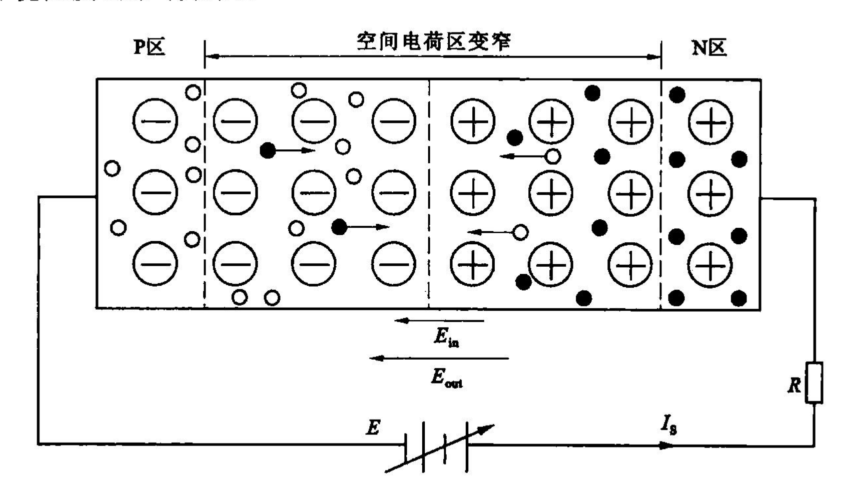


图 5.7 PN 结加反向电压时截止

结论:PN 结具有单向导电性。

PN 结除了具有单向导电性外,还有一定的电容效应。不过 PN 结的结电容一般很小,只有当工作频率很高时才考虑结电容的作用。

思考与练习

5.1.1 什么是本征半导体、P 型半导体和 N 型半导体?它们在导电性能上各有什么特点?

5.1.2 温度升高时,本征半导体的导电能力为什么会增强?

5.1.3 在 N 型半导体中如果掺入足够量的三价元素,可将其改型为 P 型半导体吗?

5.1.4 杂质半导体中多数载流子和少数载流子的含义是什么?其数目各取决于什么?

5.1.5 什么是扩散运动?什么是漂移运动?PN 结是如何形成的?

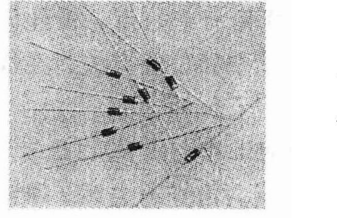
5.1.6 何谓 PN 结的正向偏置和反向偏置?何谓 PN 结的单向导电性?

5.1.7 解释空间电荷区、阻挡层、耗尽层各词的含义。

5.2 半导体二极管

5.2.1 二极管的特性

半导体二极管简称二极管,它由一个 PN 结加外壳封装和电极引线构成。由 P 区引出的电极称为**阳极**,由 N 区引出的电极称为**阴极**。二极管常见的外形及符号如图 5.8 所示。



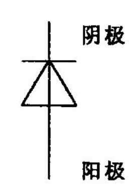


图 5.8 二极管的实物图及符号

按内部结构,二极管可分为点接触型、面接触型和硅平面型等类型。按所用半导体材料分类,有硅二极管和锗二极管等。除了普通二极管外,二极管还有一些特殊类型,如稳压二极管、开关二极管、发光二极管、光电二极管、变容二极管等。通常所说的二极管是指普通二极管。

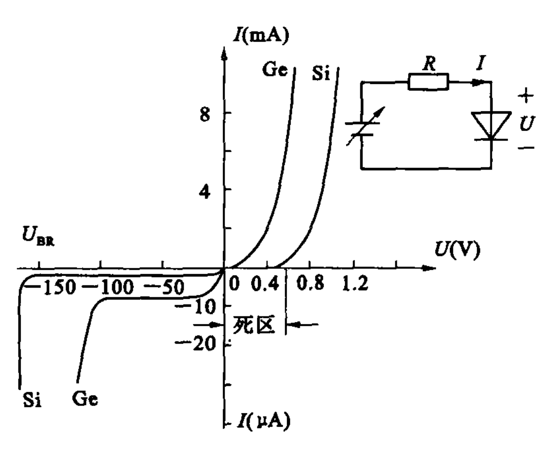


图 5.9　二极管的伏安特性

二极管两端的电压和流过的电流之间的关系可用伏安特性曲线来表示。伏安特性可通过实验测出，如图 5.9 所示。和 PN 结一样，**二极管具有单向导电性**，即正向导通，反向截止。在正向特性中，只有在正向电压足够大时，正向电流才从零随端电压按指数规律增大。使二极管开始导通的临界电压称为**开启电压 U_{on}**。硅二极管的开启电压约为 0.5 V，锗二极管约为 0.1 V。二极管导通后，电流上升较快，但管压降变化很小。硅二极管的正向压降约为 0.6～0.8 V，锗二极管的正向压降约为 0.2～0.3 V。在反向特性中，随着反向电压的增加，反向电流基本上不变，且数值很小。当反向电压增加到一定数值时，反向电流将急剧增加，称为**反向击穿**，此时的电压称为反向击穿电压 U_{BR}。反向击穿会使 PN 结损坏，使用二极管时应加以避免。

【例 5.1】 电路如图 5.10 所示，已知 $u_i = 10\sin\omega t$ V，试画出 u_i 与 u_o 的波形。设二极管正向导通电压可忽略不计。

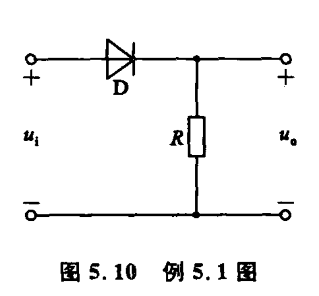


图 5.10　例 5.1 图

图 5.11　例 5.1 波形图

【解】 u_i 和 u_o 的波形如图 5.11 所示。当 u_i 为正半周时，二极管处于正向偏置而导通，由于忽略二极管的正向导通压降，故 $u_o = u_i$，当 u_i 为负半周时，二极管处于反向偏置而截止，所以 $u_o = 0$。

5.2.2　二极管的主要参数

为描述二极管的性能，常引用以下几个主要参数：

(1) **最大整流电流 I_{FM}**：指二极管长期工作时允许通过的最大正向平均电流，其值与 PN 结的面积及外部散热条件等有关。在规定散热条件下，二极管正向平均电流若超过此值，则将会因过热使二极管损坏。

(2) **最高反向工作电压 U_{RM}**：指二极管工作时允许外加的最大反向电压，超过此值时，二极管有可能因反向击穿而损坏。通常 U_{RM} 为反向击穿电压 U_{BR} 的一半。

(3) **反向电流 I_R**：指二极管未击穿时的反向电流。I_R 是二极管质量指标之一，I_R 愈小说明二极管的单向导电性愈好，I_R 对温度非常敏感。

(4) **最高工作频率 f_M**：是二极管的上限频率。超过此值时，由于结电容的作用，二极管

将不能很好地体现单向导电性。

在实际应用中，应根据所用场合，按其承受的最高反向电压、最大正向平均电流、工作频率、环境温度等条件，选择满足要求的二极管。各类二极管的参数可查阅产品手册。

5.2.3 二极管的等效电路

二极管的伏安特性具有非线性，这给二极管应用电路的分析带来一定的困难。为了便于分析，常在一定的条件下，用线性元件所构成的电路来近似模拟二极管的特性，并用之取代电路中的二极管。能够模拟二极管特性的电路称为二极管的等效电路，也称为二极管的等效模型。根据二极管的伏安特性可以构造多种等效电路，对于不同的应用场合，不同的分析要求，应选用其中的一种。图 5.12 所示为等效模型。

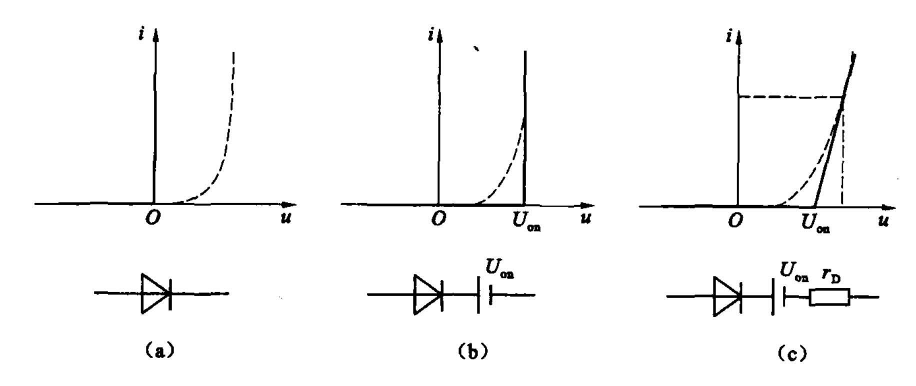


图 5.12 由伏安特性折线化得到的等效电路

(a) 理想二极管；(b) 正向导通时端电压为常量；(c) 正向导通时端电压与电流呈线性关系

图 5.12(a)所示的折线化伏安特性表明二极管导通时正向压降为零，截止时反向电流为零，称为理想二极管，用空心的二极管符号来表示。

图 5.12(b)所示的折线化伏安特性表明二极管导通时正向压降为一个常量 U_{on}，截止时反向电流为零。因而等效电路是理想二极管串联电压源 U_{on}。

图 5.12(c)所示的折线化伏安特性表明二极管正向电压 U 大于 U_{on}后其电流 I 与 U 呈线性关系，直线斜率为 $1/r_D$。二极管截止时反向电流为零。因此等效电路是理想二极管串联电压源 U_{on}和电阻 r_D，且 $r_D=\Delta U/\Delta I$。

在图 5.13 所示电路中，若电源 V 远大于二极管的导通电压 U_D，则可以认为电阻 R 上电压 U_R 约等于电源电压 V，即认为二极管具有图 5.12(a)所示特性，回路电流 $I\approx V/R$。

因为二极管导通电压的变化范围很小，所以多数情况下可以认为图 5.13 所示电路中的二极管具有图 5.12(b)所示特性。对于硅管，可取 $U_D=U_{on}=0.7\ \text{V}$；对于锗管，可取 $U_D=U_{on}=0.2\ \text{V}$；因而回路电流 $I=\dfrac{V-U_{on}}{R}$。

为使计算出的回路电流 I 更接近实际情况，可以选择图 5.13 所示电路中的二极管具有 5.12(c)所示的特性，此时回路电流 $I=\dfrac{V-U_{on}}{r_D+R}$。

在近似分析中，三个等效电路中以图 5.12(a)误差最大，图 5.12(c)误差最小，图 5.12(b)应用最为普遍。

【例 5.2】 电路如图 5.14 所示，二极管导通电压 U_D 约为 0.7 V，试分别估算开关断开

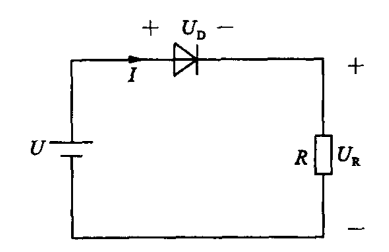


图 5.13　二极管加正向电压的情况

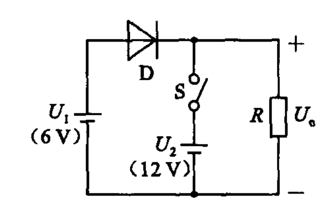


图 5.14　例 5.2 图

和闭合时输出电压的数值。

【解】 当开关断开时，二极管因加正向电压而导通，故输出电压

$$U_o = U_1 - U_D \approx 6 - 0.7 = 5.3\ \text{V}$$

当开关闭合时，二极管因外加反向电压而截止，故输出电压

$$U_o = U_2 = 12\ \text{V}$$

5.2.4　稳压二极管

稳压二极管是一种特殊的二极管，是由硅材料制成的面接触型晶体二极管，简称稳压管。稳压管有与普通二极管相类似的伏安特性，图 5.15 是稳压管的符号和伏安特性。稳压管和普通二极管的主要区别在于，稳压管是工作在 PN 结的反向击穿状态。通过在制造过程中的工艺措施和使用时限制反向电流的大小，能保证稳压管在反向击穿状态下不会因过热而损坏。在反向击穿状态下，反向电流在一定范围内变化时，稳压管两端的电压变化很小，利用这一特性可以起到稳定电压的作用。

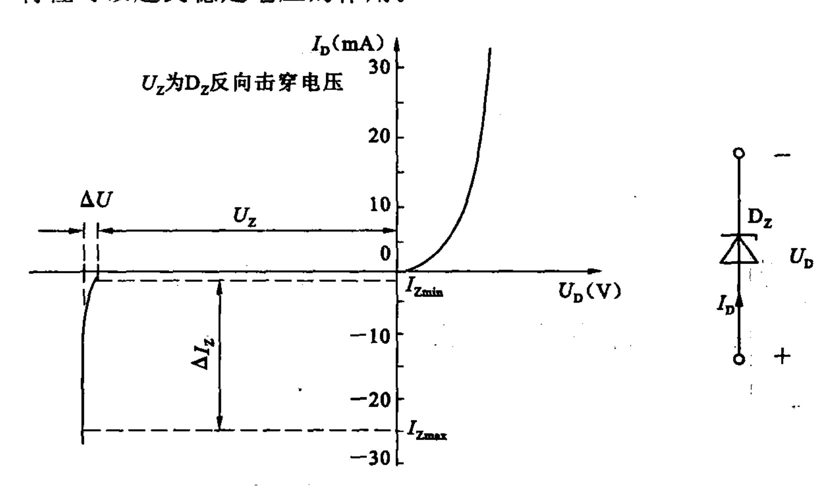


图 5.15　稳压管的伏安特性和符号

稳压管的主要参数为：

(1) **稳定电压 U_Z**：当通过稳压管的电流为规定的测试电流 I_Z 时，通过稳压管两端的电压值。由于半导体器件参数的分散性，同一型号的稳压管的 U_Z 存在一定差别。例如，型号为 2CW11 的稳压管的稳定电压为 3.2～4.5 V。但就某一只管子而言，U_Z 应为确定值。

(2) **稳定电流 I_Z**：指稳压管具有正常稳压作用且不被热击穿时的工作电流。要求在 I_{min}～I_{max} 范围内。工作电流小于 I_{min} 则没有稳压作用，大于 I_{max} 则稳压管可能被热击穿。

(3) **动态电阻 r_Z**：指稳压管工作在稳压区时，两端电压变化量与其电流变化量之比，即

$\Delta U_Z/\Delta I_Z$。r_Z 愈小，电流变化时 U_Z 的变化愈小，即稳压管的稳压特性愈好。

(4) **电压温度系数 α**：表示温度每变化 1℃时稳压值的变化量，即 $\alpha=\Delta U_Z/\Delta T$。稳定电压为 6 V 左右的稳压管的温度稳定性较好。

(5) **最大耗散功率 P_{ZM}**：P_{ZM} 等于稳压管的稳定电压 U_Z 与最大稳定电流 I_{Zmax} 的乘积。稳压管的功耗超过此值时，会因结温升高而损坏。

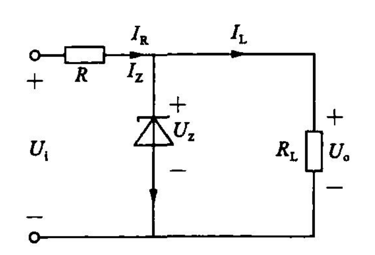


图 5.16 稳压管构成的稳压电路

用稳压管构成的稳压电路如图 5.16 所示。图中 R 为限流电阻，用来限制流过稳压管的电流。R_L 为负载电阻。当稳压管处于反向击穿状态时，U_Z 基本不变，故负载电阻 R_L 两端的电压 $U_o=U_Z$ 基本稳定，在一定范围内不受 U_i 或 R_L 变化的影响。

思考与练习

5.2.1 简述二极管的导电特性。

5.2.2 使用二极管时应注意哪些问题？

5.2.3 二极管有哪些主要参数？

5.2.4 什么是理想二极管？什么情况下实际二极管可以近似为理想二极管？

5.2.5 稳压二极管为什么能稳压？为使稳压二极管正常工作，其工作电压、电流应如何选择？

5.3 半导体三极管

5.3.1 三极管的基本结构和主要参数

双极性晶体管又称为晶体三极管、半导体三极管，常简称为三极管或晶体管。图 5.17 是三极管的几种常见外形。

5.3.1.1 三极管的结构及类型

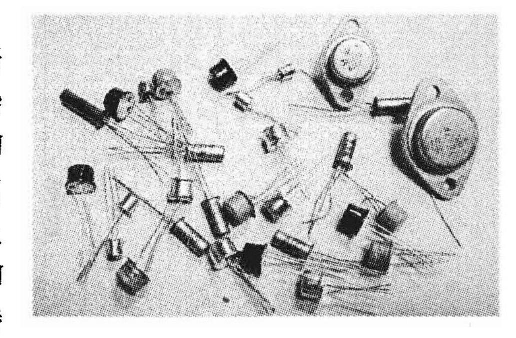


图 5.17 三极管的实物图

三极管有 NPN 和 PNP 两种类型，它们是根据不同的掺杂方式在同一个硅片上制造出三个掺杂区，形成两个 PN 结。采用平面工艺制成的 NPN 型硅材料三极管的结构如图 5.18 所示，位于中间的 P 区称为基区，它很薄且杂质浓度很低；位于上层的 N 区是发射区，掺杂浓度很高；位于下层的 N 区是集电区，因而集电结面积很大；三极管的外特性与三个区域的上述特点紧密相关。发射区和基区间的 PN 结称为发射结，集电区和基区间的 PN 结称为集电结。由发射区、基区和集电区分别引出发射极 E、基极 B 和集电极 C。在三极管的图形符号中，发射极上的箭头表示发射极电流的方向。

5.3.1.2 三极管的电流放大作用

三极管是一个具有放大作用的元件。下面以 NPN 型三极管为例讨论三极管的电流放

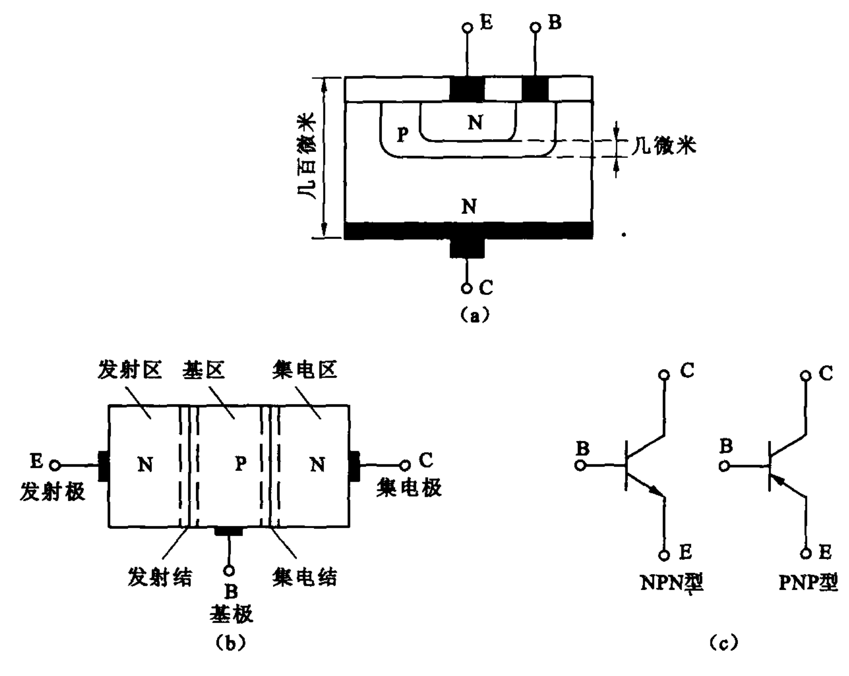


图 5.18　三极管的结构和符号

(a) NPN 型硅管的结构；(b) NPN 型管的结构示意图；(c) NPN 型和 PNP 型管的符号

大作用。

三极管工作在放大状态的外部条件是发射结正向偏置且集电结反向偏置，所以把 NPN 型三极管接成图 5.19 所示电路。图中三极管的发射极、基极和基极电阻 R_B、基极电源 V_{BB} 相连接，组成基极回路；发射极、集电极和集电极电阻 R_C、集电极电源 V_{CC} 相连接，组成集电极回路。由于发射极是基极回路和集电极回路的公共端，故称此电路为**共发射极电路**。

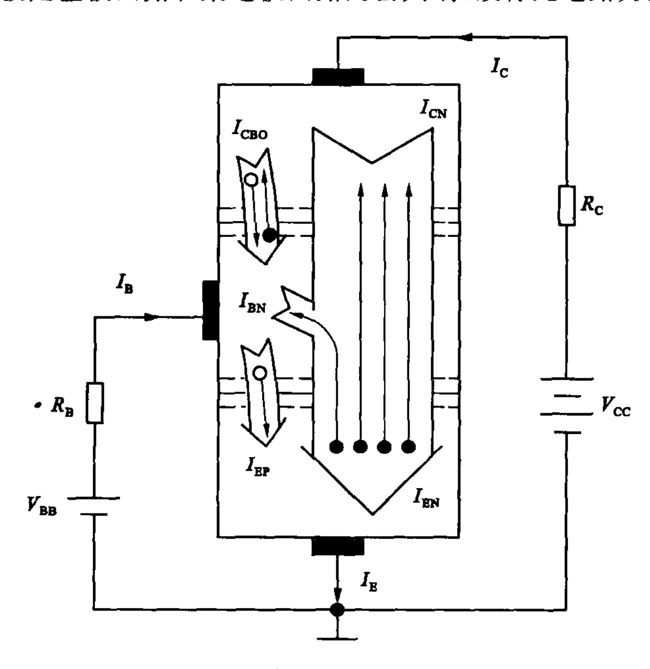


图 5.19　共发射极电路中载流子的运动

在图 5.19 中，基极电源 V_{BB}使发射结获得正向偏置，故发射区的电子因扩散运动不断越过发射结到达基区。基区空穴也向发射区扩散，但由于基区杂质浓度低，所以空穴形成的电流非常小，近似分析时可忽略不计。可见，扩散运动形成了发射极电流 I_E。因基区很薄且空穴浓度很低，故发射区注入基区的电子只有一小部分和基区的空穴复合形成基极电流 I_B，而绝大部分电子成为基区的非平衡少数载流子，因集电结加反向偏置电压而继续向集电区漂移，形成漂移电流。同时，集电区与基区的平衡少数载流子也参与漂移运动，但它的数量很小，近似分析中可忽略不计。因此，漂移运动形成集电极电流 I_C。

由以上分析可知，三极管各个电极上的电流关系如下

$$I_E = I_{EN} + I_{EP} = I_{CN} + I_{BN} + I_{EP} \tag{5.1}$$

$$I_C = I_{CN} + I_{CBO} \tag{5.2}$$

$$I_B = I_{BN} + I_{EP} - I_{CBO} = I_B' - I_{CBO} \tag{5.3}$$

综合以上三个等式可得：

$$I_E = I_B + I_C$$

由于三极管制成后其内部尺寸和杂质深度是确定的，所以发射区所发射的电子在基区复合与被集电极收集的数量比例大体上是确定的。因此三极管内部电流存在一种比例分配关系，I_C 和 I_B 分别占 I_E 的一定比例，且 I_C 接近于 I_E，I_C 远大于 I_B。这样，当基极回路由于外加电压或电阻改变而引起 I_B 的微小变化时，I_C 必定会发生较大的变化，这就是三极管的电流放大作用。

电流 I_{CN}与 I_B'之比称为共射直流电流放大系数$\bar{\beta}$。

$$\bar{\beta} = \frac{I_{CN}}{I_B'} = \frac{I_C - I_{CBO}}{I_B + I_{CBO}} \approx \frac{I_C}{I_B}$$

即

$$I_C \approx \bar{\beta} I_B \tag{5.4}$$

5.3.1.3 三极管的主要参数

表征三极管的参数很多，主要有以下几类：

(1) 电流放大系数

电流放大系数是反映三极管电流放大能力的重要参数。

① 共射电流放大系数

(a) 共射直流电流放大系数

$$\bar{\beta} = \frac{I_C}{I_B}$$

(b) 共射交流电流放大系数

若在图 5.17 中加输入电压 Δu_i，则晶体管的基极电流将在 I_B 基础上叠加动态电流 ΔI_B，当然集电极电流也将在 I_C 基础上叠加动态电流 ΔI_C，ΔI_C 与 ΔI_B 之比称为共射交流电流放大系数 β

$$\beta = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_B}$$

② 共基电流放大系数

(a) 共基直流电流放大系数

$$\bar{\alpha}=\frac{I_C}{I_E}$$

(b) 共基交流电流放大系数

$$\alpha\approx\frac{\Delta I_C}{\Delta I_E}$$

近似分析中可以认为 $\bar{\beta}=\beta,\bar{\alpha}=\alpha$。

(2) 板间反向电流

① 集电极-基极反向饱和电流 I_{CBO}

当三极管的发射极开路时，在其集电结上加反向电压，即可得到集电极-基极反向饱和电流 I_{CBO}。它实际上就是一个 PN 结的反向饱和电流。

② 集电极-发射极反向饱和电流 I_{CEO}

I_{CEO}定义为基极开路时，在集电极和发射极之间加反向电压得到的反向电流。由于这个电流从集电极穿过基区流到发射极，因此，称为**穿透电流**。可得

$$I_{CEO}\approx(1+\beta)I_{CBO} \tag{5.5}$$

I_{CBO}与 I_{CEO}是与少数载流子密切相关的电流，受温度影响很大。

(3) 极限参数

① 集电极最大允许电流 I_{CM}

I_C 在相当大的范围内 β 值基本不变，但当 I_C 增大到一定程度时，β 值将减小。集电极最大允许电流 I_{CM}就是集电极电流从最大值减小到其 70%左右时所对应的集电极电流。三极管工作时，其集电极电流一般不应该超过 I_{CM}。

② 集电极最大允许功耗 P_{CM}

三极管集电极与发射极之间的压降主要降落在集电结上。三极管的功耗主要由集电结承担。$P_{CM}=i_C u_{CE}$为一个常数。集电极功耗会转换为温升。如果功耗过大，温度过高将会使三极管烧坏。

③ 反向击穿电压

三极管有两个 PN 结，如果其反向电压超过允许值时都有可能被反向击穿。通常，反向击穿电压有以下几种：

(a) $U_{(BR)EBO}$表示集电极开路时，发射极与基极之间允许的最大反向电压。

(b) $U_{(BR)CBO}$表示发射极开路时，集电极与基极之间允许的最大反向电压。

(c) $U_{(BR)CEO}$表示基极开路时，集电极与发射极之间允许的最大反向电压。

(4) 特征频率 f_T

三极管的 β 值不仅与工作电流有关，而且与工作频率有关。由于结电容的影响，当信号频率增加时，三极管的 β 将会下降。当 β 下降到 1 时所对应的频率称为特征频率 f_T。可见，超过该频率使用，三极管就没有电流放大作用了。

5.3.2　三极管的特性曲线

三极管的各个电极上电压和电流之间的关系曲线称为三极管的**伏安特性**曲线或特性曲线。它是三极管内部特性的外部表现，是分析由三极管组成的放大电路和选择管子参数的重要依据。常用的是输入特性曲线和输出特性曲线。

三极管在电路中的连接方式(组态)不同,其特性曲线也不同。在共射极放大电路中所测得的特性曲线称为**共射特性曲线**。

5.3.2.1 输入特性曲线

三极管的共射输入特性曲线是表示当管子的输出电压 u_{CE} 为常数时,输入电流 i_B 与输入电压 u_{BE} 之间的函数关系,即

$$i_B = \frac{f(u_{BE})}{u_{CE}} = \text{常量} \tag{5.6}$$

当 $u_{CE}=0$ 时,相当于集电极与发射极短路,即发射结与集电结并联。因此,输入特性曲线与 PN 结的伏安特性相类似,呈指数关系。见图 5.20。

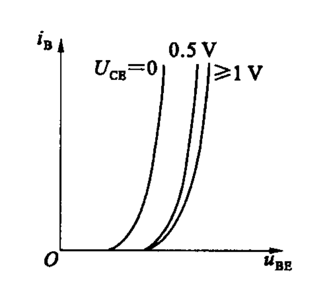


图 5.20 晶体管的输入特性曲线

当 u_{CE} 增大时,曲线右移。这是因为,由发射区注入基区的非平衡少数载流子有一部分越过基区和集电结形成集电极电流 i_C,而另一部分在基区参与复合运动的非平衡少数载流子将随 u_{CE} 的增大而减少。因此,要获得同样的 i_B,就必须加大 u_{BE},使发射区向基区注入更多的电子。

实际上,对于确定的 u_{BE},当 u_{CE} 增大到一定值(如 1 V)以后,集电结的电场已足够强,可以将发射区注入基区的绝大部分非平衡少数载流子都收集到集电区,因而再增大 u_{CE},i_C 也不可能明显增大,也就是说,i_B 已基本不变。因此,u_{CE} 超过一定数值后,曲线不再明显右移而基本重合。对于小功率管,可以近似地用 u_{CE} 大于 1 V 的任何一条曲线来代表 u_{CE} 大于 1 V 的所有曲线。

5.3.2.2 输出特性曲线

三极管的共射输出特性曲线是表示当管子的输入电流 i_B 为某一常数时,输出电流 i_C 与输出电压 u_{CE} 之间的函数关系,即

$$i_C = \frac{f(u_{CE})}{i_B} = \text{常量} \tag{5.7}$$

对于每一个确定的 i_B,都有一条曲线,所以输出特性是一族曲线,如图 5.21 所示。对于某一条曲线,当 u_{CE} 从零逐渐增大时,集电结电场随之增强,收集基区非平衡少数载流子的能力逐渐增强,因而 i_C 也就逐渐增大。而当 u_{CE} 增大到一定数值时,集电结电场足以将基区非平衡少数载流子的绝大部分收集到集电区来,u_{CE} 再增大,收集能力已不能明显提高,表现为曲线几乎平行于横轴,即 i_C 几乎仅仅决定于 i_B。见图 5.21。

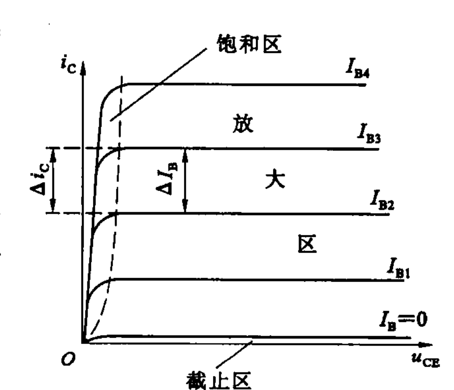


图 5.21 晶体管的输出特性曲线

从输出特性曲线可以看出,晶体管有三个工作区:

(1) **截止区**:截止区是指 $i_B=0$ 曲线以下的区域。工作在截止区的三极管,**发射结零偏或反偏**,集电结反偏。由于 u_{BE} 小于开启电压 U_{on},因此处于截止状态。此时三极管各极电流均很小(接近或等于零),E、B、C 极之间近似看作开路。

(2) **放大区**:放大区是指 $i_B>0$ 和 $u_{CE}>0.3$ V 的区域,就是曲线的平坦部分。要使三极

管静态时工作在放大区(处于放大状态),**发射结必须正偏,集电结必须反偏。**此时,三极管是电流受控源,i_B 控制 i_C,$i_C=\beta i_B$。当 i_B 有一个微小变化时,i_C 将发生较大变化,体现了三极管的电流放大作用。

(3) **饱和区:**饱和区是指 $i_B>0$ 和 $u_{CE}\leqslant 0.3$ V 的区域。工作在饱和区的三极管,**发射结和集电结均为正偏。**此时 i_C 随着 u_{CE} 变化而变化,却几乎不受 i_B 的控制,三极管失去放大作用。当 $U_{CE}=U_{BE}$ 时集电结零偏,三极管处于临界饱和状态。

【例 5.3】 测得放大电路中六只晶体管的直流电位如图 5.22 所示。在圆圈中画出管子,并分别说明它们是硅管还是锗管。

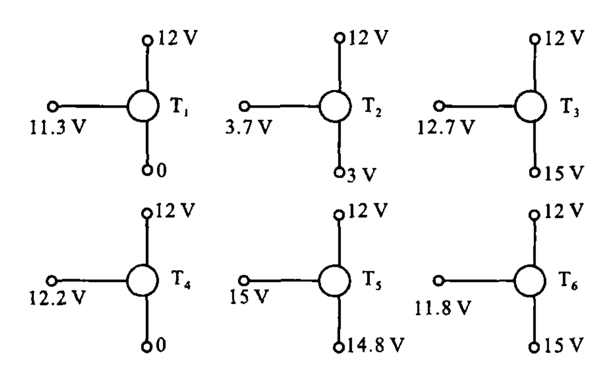


图 5.22　例 5.3 图

【解】 晶体管三个极分别为上、中、下管脚,答案如表 5.1 所示。

表 5.1

管号	T_1	T_2	T_3	T_4	T_5	T_6
上	E	C	E	B	C	B
中	B	B	B	E	E	E
下	C	E	C	C	B	C
管型	PNP	NPN	NPN	PNP	PNP	NPN
材料	Si	Si	Si	Ge	Ge	Ge

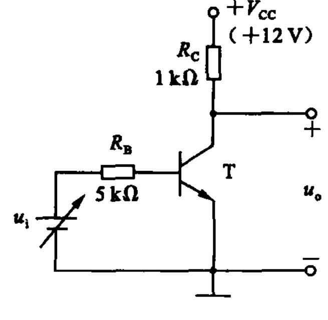


图 5.23　例 5.4 图

【例 5.4】 电路如图 5.23 所示,晶体管导通时 $U_{BE}=0.7$ V,$\beta=50$。试分析 u_i 为 0 V、1 V、3 V 三种情况下 T 的工作状态及输出电压 u_o 的值。

【解】 (1) 当 $u_i=0$ V 时,发射结零偏,T 截止,$u_o=12$ V。

(2) 当 $u_i=1$ V 时,因为

$$I_{BQ}=\frac{u_i-U_{BEQ}}{R_B}=60\ \mu\text{A}$$

$$I_{CQ}=\beta I_{BQ}=3\ \text{mA}$$

$$u_o=V_{CC}-I_{CQ}R_C=9\ \text{V}$$

$U_{CE}>U_{BE}$,所以 T 处于放大状态。

(3) 当 $u_i=3$ V 时,假设三极管工作在放大状态,则

$$I_{BQ}=\frac{u_i-U_{BEQ}}{R_B}=460\ \mu\text{A}$$

$$I_{CQ}=\beta I_{BQ}=23\ \text{mA}$$
$$u_o=V_{CC}-I_{CQ}R_C=-11\ \text{V}$$

$U_{CE}<U_{BE}$,所以假设不成立,T 处于饱和状态。

$$u_o=U_{CE}=0.3\ \text{V}$$

思考与练习

5.3.1 将两个二极管背靠背连接起来,是否能构成一只晶体三极管?为什么?

5.3.2 能否将三极管的 C、E 两个电极交换使用?为什么?

5.3.3 简述晶体三极管输入和输出特性的主要特点。

5.3.4 简述晶体三极管处于放大、饱和和截止工作状态的特点。

5.3.5 某三极管的极限参数 $I_{CM}=20$ mA,$P_{CM}=100$ W,$U_{(BR)CEO}=20$ V。当工作电压 $U_{CE}=10$ V 时,工作电流 I_C 不得超过______ mA;若工作电压 $U_{CE}=1$ V 时,I_C 不得超过______ mA;当工作电流 $I_C=2$ mA时,U_{CE}不得超过______ V。

5.3.6 工作在放大区的某三极管,如果当 I_B 从 12 μA 增大到 22 μA 时,I_C 从 1 mA 变为 2 mA,那么它的 β 约为______。

5.3.7 当晶体管分别工作在截止、放大、饱和三种不同的状态时,发射结电压和集电结电压分别应如何偏置?

5.4 基本放大电路原理

5.4.1 放大器的一般概念

5.4.1.1 放大的概念

放大电路又称为**放大器**,是对模拟信号最基本的处理,也是最为广泛的电子电路之一,是构成其他电子电路的基本单元电路。**模拟**信号是在时间和数值上均具有连续性的信号,例如正弦信号是典型的模拟信号。大多数物理量所转换的信号均为模拟信号。对模拟信号处理的电路称为**模拟电路**。放大电路是构成各种功能模拟电路的基本电路。所谓**"放大"**,就是将输入的微弱信号(简称信号,指变化的电压、电流等)放大到所需要的幅度值且与原输入信号变化规律一致的信号,即进行不失真的放大。**只有在不失真的情况下放大才有意义。放大电路的本质是能量的控制和转换。**

5.4.1.2 放大电路的性能指标

放大电路的主要性能指标有:放大倍数,输入电阻,输出电阻,最大不失真输出电压,通频带,最大输出功率,效率,非线性失真系数等。本节主要介绍前三种性能指标。放大电路示意图如图 5.24 所示。

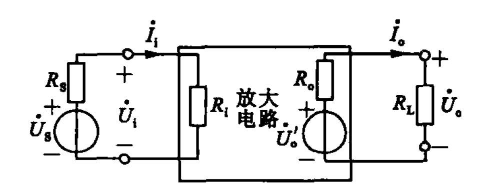


图 5.24 放大电路示意图

(1) 放大倍数

放大倍数是衡量放大电路放大能力的指标,常用 A 表示。放大倍数可分为电压放大倍数、电流放大倍数和功率放大倍数等。

放大电路输出电压与输入电压之比,称为**电压放大倍数**,用 $\dot{A}_u$ 表示,即

$$\dot{A}_u = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i} \tag{5.8}$$

(2) 输入电阻

输入电阻是从放大电路输入端看进去的交流等效电阻，用 R_i 表示。在数值上等于输入电压有效值 U_i 与输入电流有效值 I_i 之比，即

$$R_i = \frac{U_i}{I_i} \tag{5.9}$$

R_i 相当于信号源的负载，R_i 越大，放大电路从信号源索取的电流越小，放大电路所得到的输入电压越接近于信号源电压。在电压放大电路中，希望 R_i 大一些。

工程上常用对数来表示放大倍数，称为增益 G_u，单位为分贝(dB)

$$G_u = 20\lg |A_u| \tag{5.10}$$

(3) 输出电阻

任何放大电路的输出都可以等效成一个有内阻的电压源，从放大电路输出端看进去的等效内阻称为输出电阻，用 R_o 表示。如图 5.24 所示，u_o' 为空载时的输出电压有效值，u_o 为带负载后的输出电压有效值，因此

$$u_o = \frac{R_L}{R_o + R_L} u_o' \tag{5.11}$$

输出电阻

$$R_o = \left(\frac{u_o'}{u_o} - 1\right) R_L \tag{5.12}$$

R_o 愈小，负载电阻 R_L 变化时，u_o 的变化愈小，称放大电路的带负载能力愈强。在电压放大电路中，希望 R_o 小一些。

5.4.2　基本共射放大电路的组成

根据输入和输出回路公共端的不同，放大器有三种基本形式：共射放大器、共基放大器和共集放大器。

图 5.25 所示为基本共射放大电路，它由 NPN 型管及若干电阻组成，其中晶体管是起放大作用的核心元件。输入信号 u_i 为正弦波电压。

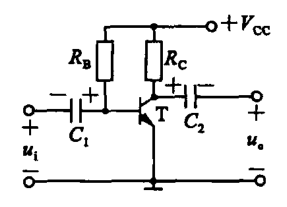


图 5.25　基本共射放大电路

各元件的作用如下：

NPN 型三极管担负着放大作用，它具有能量转换和电流控制的能力，是放大电路的核心。

V_{CC}是直流电源，其作用有二：一为三极管提供合适的直流偏置(使发射结正偏，集电结反偏，保证三极管工作在放大状态)；二为信号的功率放大提供能量。V_{CC}一般为几伏到几十伏。

R_C 是集电极负载电阻，也有两个作用：配合 V_{CC}使三极管工作在放大区；将集电极电流的变化量转换为电压的形式输出。R_C 一般在几千欧范围内。

基极电阻 R_B 与直流电源 V_{CC}配合为三极管的发射结提供合适的正向偏置电压。R_B 一般在几十千欧至几百千欧范围内。

电容 C_1、C_2 称为**耦合电容**，也称隔直电容。C_1 将输入信号 u_i 传送到三极管的基极，同时可隔断信号源与三极管基极之间的直流联系。C_2 将 u_{CE} 中的交流分量传递到输出端作为

输出电压，同时隔断放大电路与负载之间的直流联系。C_1、C_2 一般为几微法到几十微法。

5.4.3 静态工作情况分析

从基本放大电路的组成中可看出，在放大电路中，交流量和直流量共存。当输入信号为零时，电路中各处的电压、电流都是直流值，称为**直流工作状态或静止状态**，简称静态。**静态值主要为 U_{BE}、I_B、I_C、U_{CE}**。静态分析就是分析放大电路的直流工作情况，以确定三极管各电极的静态值即直流电压和直流电流值。静态分析主要在直流通路中进行，所谓**直流通路**就是静态电流流经的通路。对于直流通路：① 电容视为开路；② 电感线圈视为短路（即忽略线圈电阻）；③ 信号源视为短路，但应保留内阻。**静态分析的主要方法是图解法和估算法。**

5.4.3.1 图解法

在已知放大管的输入特性、输出特性以及放大电路中其他各元件参数的情况下，利用作图的方法对放大电路进行分析即为图解法。

静态时，$u_i=0$，由于电容 C_1、C_2 具有隔直作用，因此可将 u_i 短路，C_1、C_2 开路，画出如图 5.26 所示电路。此电路中只有直流信号，没有交流信号，为直流通路。

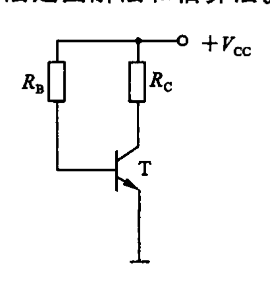
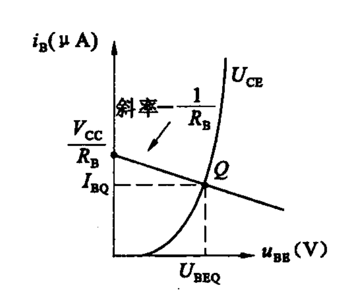


图 5.26 直流通路图

在直流通路中，可列出输入回路电压方程

$$u_{BE}=V_{CC}-i_BR_B \tag{5.13}$$

它描述的 i_B 和 u_{BE} 的关系是一条直线。它可以由两个特殊点来确定：当 $i_B=0$ 时，$u_{BE}=V_{CC}$；当 $u_{BE}=0$ 时，$i_B=\frac{V_{CC}}{R_B}$。另一方面，i_B 和 u_{BE} 的关系又要符合三极管的输入特性曲线。故直线和曲线的交点就称为输入电路的**静态工作点 Q**。如图 5.27 所示，静态工作点对应的基极电流为 I_{BQ}。



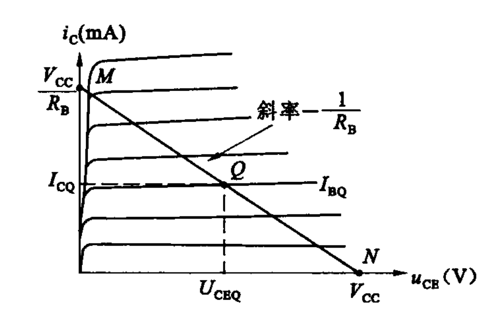


图 5.27 静态工作情况的图解分析

输出回路电压方程为

$$u_{CE}=V_{CC}-i_CR_C \tag{5.14}$$

它描述的 i_C 和 u_{CE} 的关系也是一条直线，直线的斜率与直流通路中的负载电阻 R_C 有关，为 $-1/R_C$，称为**直流负载线**，它同样可以由两个特殊点来确定。直流负载线与基极电流 I_{BQ} 所对应的三极管输出特性曲线交点就是输出电路的静态工作点。

5.4.3.2 估算法

由于三极管的输入特性比较陡直，故可近似地认为发射结导通后的电压基本上为一定值（硅管约为 0.7 V，锗管约为 0.2 V）。也就是说，在静态分析时可以近似地认为输入特性

是一条垂直于横轴的直线，u_{BE}为恒定值 U_{BEQ}，不随 i_B 变化。这样就可方便地对静态值进行估算，在图 5.26 所示的直流通路中，用估算法可得静态时基极电流

$$I_{BQ} = \frac{V_{CC} - U_{BEQ}}{R_B} \tag{5.15}$$

$$I_{CQ} = \beta I_{BQ} \tag{5.16}$$

$$U_{CEQ} = V_{CC} - I_{CQ}R_C \tag{5.17}$$

【例 5.5】 放大电路如图 5.25 所示，已知 $V_{CC}=20\ \text{V}, R_B=500\ \text{k}\Omega, R_C=6\ \text{k}\Omega$，三极管的 $U_{BEQ}=0.7\ \text{V}, \beta=45$，试计算此电路的静态工作点。

【解】 画出放大电路的直流通路如图 5.26 所示，列方程求解

$$I_{BQ} = \frac{V_{CC} - U_{BEQ}}{R_B} = \frac{20-0.7}{500} \approx 40\ \mu\text{A}$$

$$I_{CQ} = \beta I_{BQ} = 45 \times 40 = 1.8\ \text{mA}$$

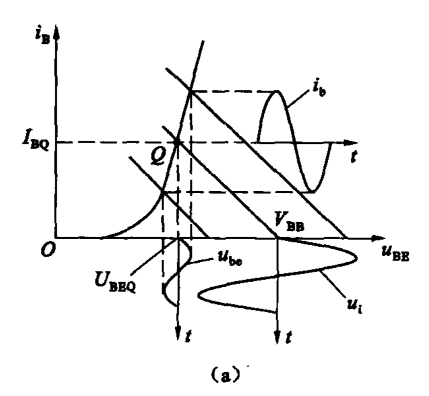
$$U_{CEQ} = V_{CC} - I_{CQ}R_C = 20 - 1.8 \times 6 = 9.2\ \text{V}$$

5.4.4 动态工作情况分析

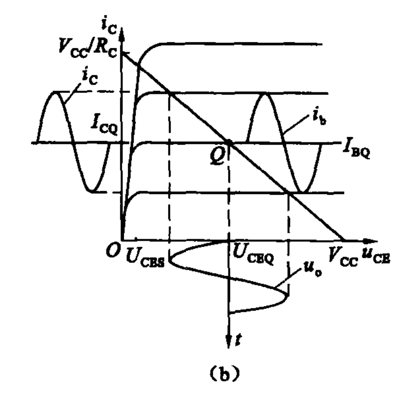
当放大电路有信号输入时，电路中各处的电压、电流都处于变动的工作状态，简称**动态**。动态分析就是分析有变化的输入信号时，电路中各种变化量的变动情况和相互关系。动态分析主要在交流通路中进行，所谓**交流通路**就是交流信号流经的通路。对于交流通路：① 容量大的电容（如耦合电容）视为短路；② 无内阻的直流电源视为短路。**动态分析的方法有图解法和微变等效电路法。**

5.4.4.1 图解法

当图 5.25 所示电路中加入正弦信号 u_i 后，由于电容 C_1 的耦合作用，使三极管 B、E 之间的电压 u_{BE}在原来静态值的基础上加上 u_i，如图 5.28(a)所示。u_i 的加入使 u_{BE}发生变化，导致基极电流 i_B 变化。由于三极管的输入特性在小范围内近似为线性，因此基极电流 i_B 也按正弦规律变化，可画出 i_B 的波形如图所示。可见 i_B 也是在原来静态值的基础上叠加一正弦量 i_b，于是有



(a)



(b)

图 5.28 动态工作情况的图解分析

$$u_{BE} = U_{BEQ} + u_{be} \tag{5.18}$$

$$i_B = I_{BQ} + i_b \tag{5.19}$$

以上两式表明，u_{BE}、i_B 可视为由直流分量 U_{BEQ}、I_{BQ}和交流分量 u_i、i_b 组成。其中直流分

量是由直流电源 V_{CC} 建立起来的静态工作点，而交流分量则是由输入信号 u_i 引起的。

为了便于区分，**通常直流分量用大写字母和大写下标表示，交流分量用小写字母和小写下标表示，总的电压、电流瞬时值用小写字母和大写下标表示。**

三极管工作在放大状态时，i_C 由 i_B 控制，因此，当 i_B 在原来静态值的基础上叠加一正弦分量时，i_C 也在原来静态值的基础上按同样的规律变化，i_C 的变化引起 u_{CE} 的变化。因此，i_C 和 u_{CE} 也包含直流分量和交流分量两部分，如图 5.28(b)所示，于是有

$$i_C = I_{CQ} + i_c \tag{5.20}$$

$$u_{CE} = U_{CEQ} + u_{ce} \tag{5.21}$$

由于电容的隔直和交流耦合作用，u_{CE} 中的直流分量 U_{CEQ} 被电容 C_2 隔断，而交流分量 u_{ce} 则可经 C_2 传送到输出端，故输出端电压

$$u_o = u_{CE} - U_{CEQ} \tag{5.22}$$

从以上图解分析过程中可以总结以下几点：

(1) 无输入信号时，三极管的电流、电压都是直流量。当放大电路输入信号电压后，i_B、i_C 和 u_{CE} 都在原来直流值的基础上叠加了一个交流量。

(2) 输出电压 u_o 与 u_i 为同频率的正弦波，且输出电压 u_o 的幅度比输入电压 u_i 大得多。

(3) 电流 i_b、i_c 与输入电压 u_i 同相，而输出电压 u_o 与输入电压 u_i 反相，即共发射极放大电路具有倒相作用。

5.4.4.2 微变等效电路分析法

图解法的特点是直观形象地反映晶体管的工作情况，但误差较大，一般适用于分析输出幅度比较大而工作频率不太高时的情况。对于小信号作用的放大电路，通常采用微变等效电路分析法。

由图解分析法可以看到，当放大电路的输入信号较小，且静态工作点选择合适时，三极管的工作情况接近于线性状态，电路中各电流、电压的波形基本上是正弦波，因而可以把三极管这个非线性元件组成的电路当作线性电路来处理，这就是**微变等效电路分析法**。所谓"微变"就是变化量微小的意思，即三极管在小信号情况下工作。利用微变等效电路，可以求出放大器的动态性能指标，如电压放大器倍数 $\dot{A}_u$、输入等效电阻 R_i 和输出等效电阻 R_o。

采用微变等效电路对放大电路动态情况分析时，应先画出与放大电路相对应的交流通路，再把三极管用小信号线性模型来代替，则可得到放大电路的微变等效电路，然后按线性电路的一般分析方法进行求解。

(1) 三极管的小信号模型

在图 5.25 所示电路中，当基极和发射极之间的电压在 U_{BEQ} 的基础上出现一个微小的变化量 ΔU_{BE} 时，基极电流也产生一个变化量 ΔI_B。因 I_C 受 I_B 控制，故在集电极就产生 ΔI_C 和 ΔU_{CE}。由于在 Q 点附近的变化量比较小，于是可以把 Q 点附近的一段曲线近似地看成是直线。ΔU_{BE} 和 ΔI_B 之比就是动态电阻，即

$$r_{be} = \frac{\Delta U_{BE}}{\Delta I_B} \tag{5.23}$$

r_{be} 称为三极管的输入电阻。在常温下小功率三极管的 r_{be} 为

$$r_{be} = r_b + (1+\beta)\frac{26}{I_{EQ}} \tag{5.24}$$

式中 I_{EQ}为发射极静态电流，r_b 为基区电阻，当 $I_{EQ}<5$ mA 时，r_b 约为 200 Ω。由此可以看出，r_{be}的大小和 Q 点有关，Q 点上移，r_{be}变小。

由以上所述可以看出，对变化量来说，三极管的基极和发射极之间可以用输入电阻 r_{be} 来等效。因三极管工作在放大区时，可以近似地认为其输出特性是一组以 I_B 为参变量的平行于横轴的直线，其 ΔI_C 只受 ΔI_B 的控制，而与 U_{CE}几乎无关，即三极管的集电极和发射极之间可以用一个 $\beta\Delta I_B$ 的电流源来等效。由此可以画出三极管的微变等效模型，如图5.29所示。

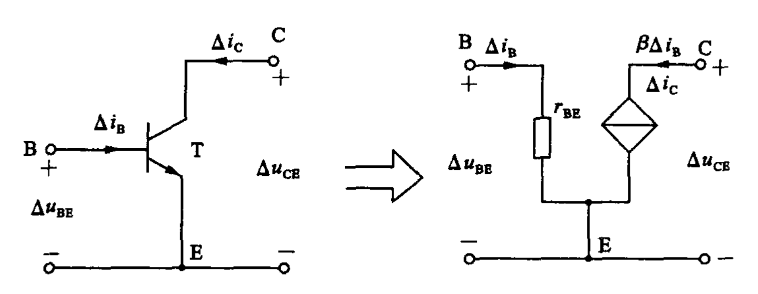


图 5.29　三极管的微变等效模型

(2) 放大电路的交流通路和微变等效电路

放大电路的交流通路是在输入信号作用下交流信号流经的通路，用于研究动态参数。放大电路的输出端通常接有负载电阻 R_L，如图 5.30 所示。把耦合电容 C_1、C_2 视为短路，无内阻的直流电源 V_{CC}视为短路则可得到它的**交流通路**，如图 5.31 所示。把交流通路中的三极管用小信号等效模型代替，就可得到放大电路的微变等效电路，如图 5.32 所示。设输入为正弦信号，故图中的电流、电压用相量形式表示。

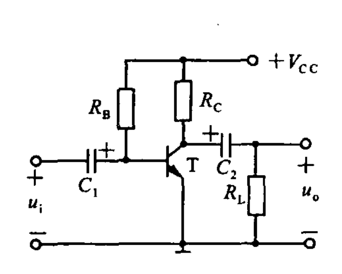


图 5.30　输出端接负载的放大电路

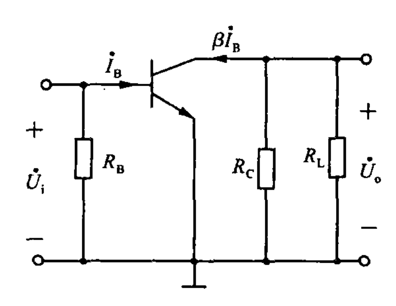


图 5.31　放大电路的交流通路

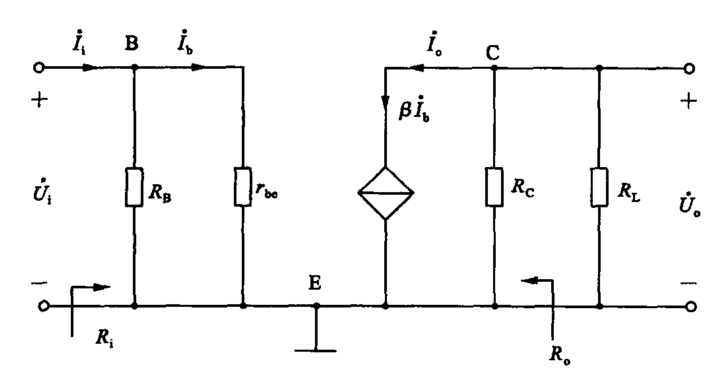


图 5.32　放大电路的微变等效电路

(3) 动态指标参数的分析

① 电压放大倍数 $\dot{A}_u$：根据放大倍数的定义，利用晶体管 $\dot{I}_b$ 对 $\dot{I}_c$ 的控制关系，可得电压放大倍数。在图 5.32 所示电路中，$\dot{U}_i = \dot{I}_b r_{be}$，$\dot{U}_o = -\dot{I}_c \dot{R}_L'$，$R_L' = R_C // R_L$，故 $\dot{A}_u$ 的表达式为

$$\dot{A}_u = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i} = -\frac{\beta R_L'}{r_{be}} \tag{5.25}$$

② 输入电阻 R_i

R_i 是从放大电路输入端看进去的等效电阻。因输入电压有效值 $U_i = I_i(R_B // r_{be})$，故输入电阻为

$$R_i = \frac{U_i}{I_i} = \frac{I_i(R_B // r_{be})}{I_i} = R_B // r_{be} \tag{5.26}$$

③ 输出电阻 R_o

输出电阻 R_o 是负载开路时从输出端看进去的等效电阻。计算输出电阻 R_o 时，可令其输入电压 $U_i = 0$，但保留其内阻。然后，在输出端加一正弦波测试信号 U_o，必然产生动态电流 I_o，则

$$R_o = \left.\frac{U_o}{I_o}\right|_{u_i=0} \tag{5.27}$$

在图 5.32 所示电路中，所加信号 U_i 为恒压源，内阻为 0。当 $U_i = 0$ 时，$I_b = 0$，当然 $I_c = 0$，因此

$$R_o = \frac{U_o}{I_o} = R_C \tag{5.28}$$

应当指出，动态参数的分析只有在 Q 点合适时才有意义，所以对放大电路进行分析时，总是遵循**"先静态，后动态"**的原则，也只有 Q 点合适才可进行动态分析。

【例 5.6】 共射放大电路如图 5.30 所示，已知 $V_{CC} = 12$ V，$R_B = 470$ kΩ，$R_C = 3$ kΩ，$R_L = 5.1$ kΩ，三极管的 $U_{BE} = 0.7$ V，$\beta = 80$，试求：(1) 静态工作点；(2) 电压放大倍数；(3) 输入电阻和输出电阻。

【解】 (1) 求静态工作点

$$I_{BQ} = \frac{V_{CC} - U_{BEQ}}{R_B} = \frac{12 - 0.7}{470} = 0.024 \text{ mA} = 24\ \mu\text{A}$$

$$I_{CQ} = \beta I_{BQ} = 80 \times 0.024 = 1.92 \text{ mA} \approx I_{EQ}$$

$$U_{CEQ} = V_{CC} - I_{CQ} R_C = 12 - 1.92 \times 3 = 5.76 \text{ V}$$

(2) 求电压放大倍数

先求 r_{be}

$$r_{be} = 200 + (1 + \beta)\frac{26}{I_E} = 200 + 81 \times \frac{26}{1.92} = 1286\ \Omega = 1.286\ \text{k}\Omega$$

$$R_L' = \frac{R_C R_L}{R_C + R_L} = \frac{3 \times 5.1}{3 + 5.1} = 1.89\ \text{k}\Omega$$

$$\dot{A}_u = -\frac{\beta R_L'}{r_{be}} = -\frac{80 \times 1.89}{1.286} = -117.6$$

(3) 输入电阻

$$R_i = R_B // r_{be} = \frac{R_B r_{be}}{R_B + r_{be}} = \frac{470 \times 1.286}{470 + 1.286} = 1.28\ \text{k}\Omega$$

输出电阻

$$R_o = R_C = 3\ \text{k}\Omega$$

5.4.5　静态工作点与输出波形失真的关系

从图 5.28 所示的波形图中可以看出，当输入电压为正弦波时，若静态工作点合适且输入信号幅值较小，则晶体管 B-E 间的动态电压为正弦波，基极、集电极动态电流、C-E 间的动态管压降也为正弦波。

若静态工作点过低或过高，电路中的各电流、电压还会不会是正弦波呢？下面对这一问题进行分析。

若静态工作点过低，在输入信号负半周靠近峰值的某段时间内，晶体管 B-E 间电压总量 u_{BE}小于其开启电压 U_{on}，晶体管截止，此时 $i_B=0$，因此基极电流将产生底部失真。i_B 的失真必将引起 i_C 和 u_{CE}的波形失真，所以输出电压一定失真。由于输出电压 u_o 与 R_C 上电压的变化相位相反，从而导致 u_o 波形产生顶部失真，如图 5.33 所示。这种由于 Q 点过低导致晶体管截止而产生的失真称为**截止失真**。

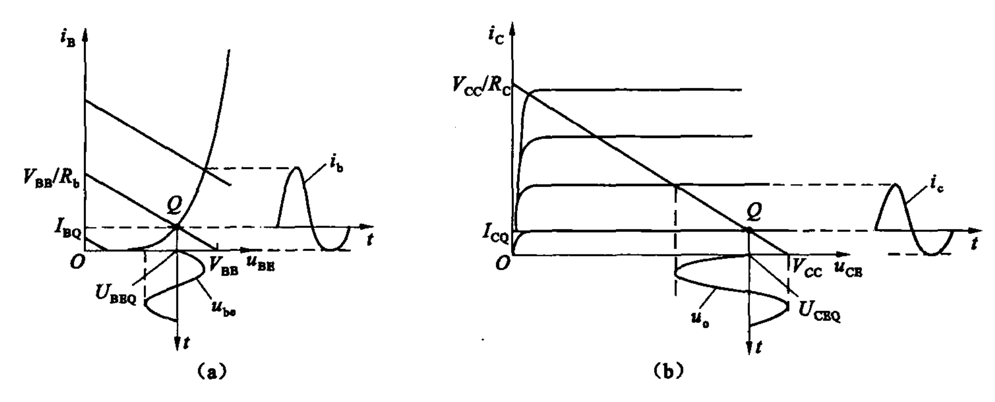


图 5.33　放大电路的截止失真

若静态工作点过高，从输入特性上看，此时 i_B 仍为不失真的正弦波，但由于输入信号正半周靠近峰值的某段时间内晶体管进入了饱和区，导致集电极电流 i_C 产生顶部失真，集电极电阻 R_C 上的电压波形随之产生同样的失真。由于输出电压 u_o 与 R_C 上电压的变化相位相反，从而导致 u_o 波形产生底部失真，如图 5.34 所示。这种由于 Q 点过高导致晶体管饱和而产生的失真称为**饱和失真**。

从以上分析可以看出，**要不失真地放大输入信号，必须合适地设置静态工作点。**

5.4.6　静态工作点的稳定

从前面的分析知道，放大电路应有合适的静态工作点，才能保证有良好的放大效果。静态工作点不但决定了放大电路是否会产生失真，而且还影响着放大电路的电压放大倍数、输入电阻等动态参数。实际上，外部因素(温度变化、晶体管参数变化、电源电压波动等)的影响会造成静态工作点不稳定，严重时致使电路无法正常工作。

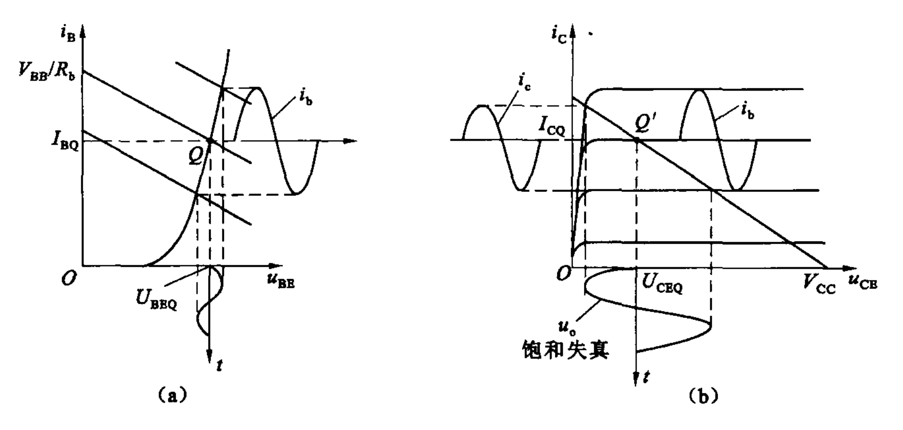


图 5.34 放大电路的饱和失真

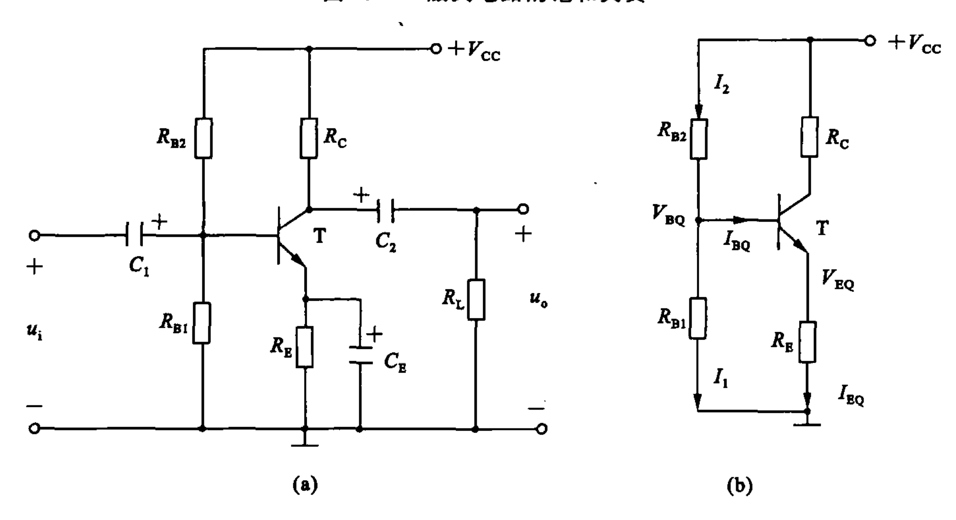


图 5.35 静态工作点稳定电路及其直流通路

在影响静态工作点的诸多因素中，以温度的影响最大。当温度升高时，由于三极管的 I_{CEO} 和 β 的增大以及 U_{BE} 的减小，会使 I_C 增大，静态工作点将沿负载线上移。因此需要采取措施，使环境温度改变时，静态工作点能够自动稳定在合适的位置。

图 5.35(a)是一种典型的静态工作点稳定电路，图 5.35(b)是它的直流通路。电路中基极电路采用 R_{B1}、R_{B2} 组成分压电路，只要 R_{B1}、R_{B2} 取值适当，使 $I_2 \gg I_{BQ}$（即 $I_1 \approx I_2$），则基极电位

$$V_{BQ} = \frac{R_{B1}}{R_{B1} + R_{B2}} V_{CC} \tag{5.29}$$

上式表明基极电位几乎仅决定于 R_{B1} 与 R_{B2} 对 V_{CC} 的分压，而与环境温度无关，即当温度变化时，V_{BQ} 基本不变。因此称这种电路为分压式静态工作点稳定电路。

当温度升高时，集电极电流 I_C 增大，发射极电流 I_E 也增大，因而发射极电阻 R_E 上的电压 V_E（即发射极电位）随之增大；因为 V_{BQ} 基本不变，而 $U_{BE} = V_B - V_E$，所以 U_{BE} 势必减小，导致基极电流 I_B 减小，I_C 随之相应减小，即抑制了 I_C 的增加，达到稳定 I_C 的目的。这种通过电路的自动调节作用来抑制电路工作状态变化的技术称为负反馈。

静态工作点的估算：

由于 $I_2 \gg I_{BQ}$，因此

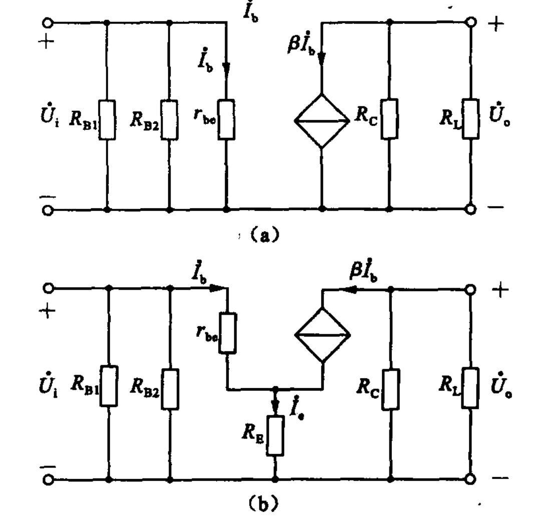


图 5.36　静态工作点稳定电路的微变等效电路

$$V_{BQ}=\frac{R_{B1}}{R_{B1}+R_{B2}}V_{CC}$$

$$I_{EQ}=\frac{V_{BQ}-U_{BEQ}}{R_E}\approx I_{CQ} \tag{5.30}$$

$$I_{BQ}=\frac{I_{EQ}}{1+\beta} \tag{5.31}$$

$$U_{CEQ}\approx V_{CC}-I_{CQ}(R_C+R_E) \tag{5.32}$$

动态参数的计算：

画出图 5.35(a)所示电路的微变等效电路如图 5.36(a)所示，则

$$\dot{A}_u=\frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i}=-\frac{\beta R_L'}{r_{be}}\qquad (R_L'=R_C\ /\!/\ R_L) \tag{5.33}$$

$$R_i=\frac{U_i}{I_i}=R_{B1}\ /\!/\ R_{B2}\ /\!/\ r_{be} \tag{5.34}$$

$$R_o=R_C \tag{5.35}$$

若电路中没有旁路电容 C_E，则图 5.35(a)所示电路的微变等效电路如图 5.36(b)所示，由图可知

$$\dot{U}_i=\dot{I}_b r_{be}+\dot{I}_e R_E=\dot{I}_b r_{be}+(1+\beta)\dot{I}_b R_E \tag{5.36}$$

$$\dot{U}_o=-\dot{I}_c R_L'\qquad (R_L'=R_C\ /\!/\ R_L) \tag{5.37}$$

所以

$$\dot{A}_u=\frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i}=-\frac{\beta R_L'}{r_{be}+(1+\beta)R_E} \tag{5.38}$$

$$R_i=\frac{U_i}{I_i}=R_{B1}\ /\!/\ R_{B2}\ /\!/\ [r_{be}+(1+\beta)R_E] \tag{5.39}$$

$$R_o=R_C \tag{5.40}$$

【例 5.7】 在图 5.35(a)所示电路中，已知 $V_{CC}=12\ \text{V}$，$R_{B1}=5\ \text{k}\Omega$，$R_{B2}=15\ \text{k}\Omega$，$R_E=2.3\ \text{k}\Omega$，$R_C=5.1\ \text{k}\Omega$，$R_L=5.1\ \text{k}\Omega$；晶体管的 $\beta=50$，$r_{be}=1.5\ \text{k}\Omega$，$U_{BEQ}=0.7\ \text{V}$。

(1) 估算静态工作点 Q；

(2) 分别求出有、无 C_E 两种情况下的 $\dot{A}_u$ 和 R_i。

【解】 (1) 求 Q 点：

$$V_{BQ}=\frac{R_{B1}}{R_{B1}+R_{B2}}V_{CC}=\frac{5}{5+15}\times 12=3\ \text{V}$$

$$I_{EQ}=\frac{V_{BQ}-U_{BEQ}}{R_E}=\frac{3-0.7}{2.3}=1\ \text{mA}\approx I_{CQ}$$

$$I_{BQ}=\frac{I_{EQ}}{1+\beta}=\frac{1}{1+50}\approx 0.02\ \text{mA}=20\ \mu\text{A}$$

$$U_{CEQ}\approx V_{CC}-I_{CQ}(R_C+R_E)=12-1\times(5.1+2.3)=4.6\ \text{V}$$

(2) 求 $\dot{A}_u$ 和 R_i。当有 C_E 时：

$$\dot{A}_u = -\frac{\beta R_L'}{r_{be}} = -\frac{50\times\frac{5.1\times5.1}{5.1+5.1}}{1.5} = -85$$

$$R_i = R_{B1} \mathbin{/\!/} R_{B2} \mathbin{/\!/} r_{be} \approx 1.07\ \text{k}\Omega$$

当无 C_E 时：

$$\dot{A}_u = -\frac{\beta R_L'}{r_{be}+(1+\beta)R_E} = -\frac{50\times\frac{5.1\times5.1}{5.1+5.1}}{1.5+(1+50)\times2.3} \approx -1.7$$

$$R_i = R_{B1} \mathbin{/\!/} R_{B2} \mathbin{/\!/} [r_{be}+(1+\beta)R_E] \approx 3.75\ \text{k}\Omega$$

当不接 C_E 时，电路的电压放大能力很差，但输入电阻提高了。因此在实用电路中常将 R_E 分为两部分，只将其中一部分接旁路电容。

5.4.7 共集电极放大电路

根据输入与输出回路公共端的不同，单管放大电路有三种基本组态。除了前面讨论的共发射极组态，还有**共集电极**和**共基极组态**。本节介绍共集电极组态。

共集电极放大电路如图 5.37(a)所示，集电极作为交流信号的公共端，由发射极取输出信号，因此也称为**射极输出器**。设图中三极管的 $\beta=80$，$r_{be}=1\ \text{k}\Omega$，$R_L=3\ \text{k}\Omega$。放大电路的静态分析和动态分析如下。

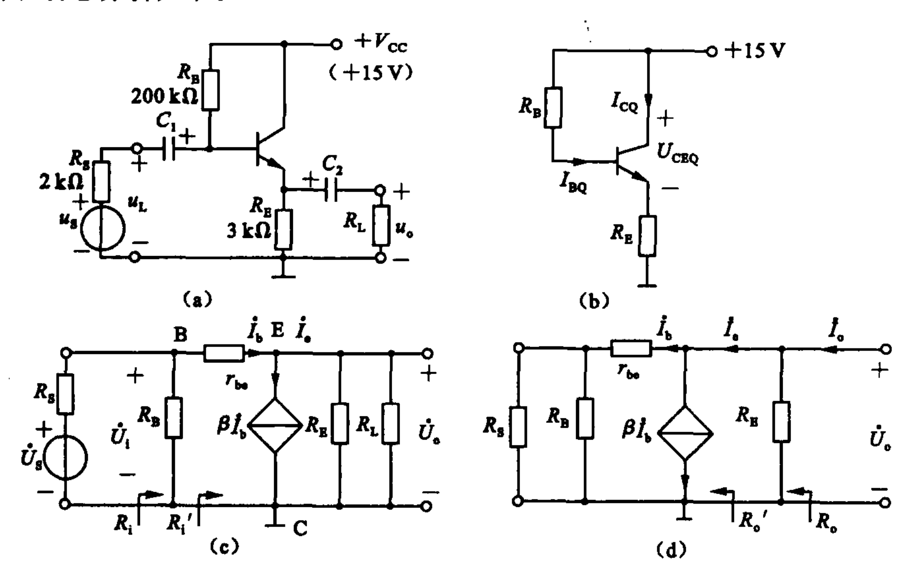


图 5.37 共集放大电路

5.4.7.1 静态分析

根据直流通路图 5.37(b)求解 Q 点：

列输入回路电压方程

$$V_{CC} = I_{BQ}R_B + U_{BEQ} + (1+\beta)I_{BQ}R_E \tag{5.41}$$

得

$$I_{BQ} = \frac{V_{CC}-U_{BEQ}}{R_B+(1+\beta)R_E} \approx 32\ \mu\text{A} \tag{5.42}$$

$$I_{EQ} = (1+\beta) I_{BQ} \approx 2.6 \text{ mA} \tag{5.43}$$

$$U_{CEQ} = V_{CC} - I_{EQ} R_E \approx 7.2 \text{ V} \tag{5.44}$$

5.4.7.2　动态分析

共集电极放大电路的微变等效电路如图 5.37 (c)所示。

(1) 电压放大倍数

列输入回路和输出回路方程：

$$\dot{U}_i = \dot{I}_b r_{be} + \dot{I}_e (R_E /\!/ R_L) = \dot{I}_b r_{be} + (1+\beta)\dot{I}_b R_L', \quad R_L' = R_E /\!/ R_L \tag{5.45}$$

$$\dot{U}_o = \dot{I}_e (R_E /\!/ R_L) = (1+\beta)\dot{I}_b R_L' \tag{5.46}$$

$$\dot{A}_u = \frac{(1+\beta)R_L'}{r_{be} + (1+\beta)R_L'} \approx 1 \tag{5.47}$$

(2) 输入电阻

$$R_i' = \frac{U_i}{I_b} = r_{be} + (1+\beta)R_L' \tag{5.48}$$

$$R_i = R_B /\!/ R_i' = R_B /\!/ [r_{be} + (1+\beta)R_L'] \approx 76 \text{ k}\Omega \tag{5.49}$$

(3) 输出电阻

将信号源 $\dot{U}_S$ 短路，保留其内阻 R_S，负载 R_L 开路，在输出端加一信号源 $\dot{U}_o$，则产生电流 $\dot{I}_o$，$\dot{U}_o$ 与 $\dot{I}_o$ 之比即为输出电阻，如图 5.37(d)所示。

$$R_o' = \frac{U_o}{I_E} = \frac{I_B(r_{be} + R_S /\!/ R_B)}{(1+\beta)I_B} = \frac{(r_{be} + R_S /\!/ R_B)}{(1+\beta)} \tag{5.50}$$

$$R_o = R_o' /\!/ R_E = R_E /\!/ \frac{(r_{be} + R_S /\!/ R_B)}{(1+\beta)} \approx 37 \ \Omega \tag{5.51}$$

由以上分析可知，**射极输出器的电压放大倍数接近于 1 而小于 1，输出电压与输入电压同相**，因此，射极输出器又称为**射极跟随器**。输入电阻大且与 R_L 有关，输出电阻小且与 R_S 有关，这是共集电极电路的特点。针对射极输出器的这些特点，该电路可作为多级放大电路的输入级、隔离级、输出级。

思考与练习

5.4.1　放大的实质是什么？放大器的主要性能指标有哪些？

5.4.2　已知放大电路的 $|\dot{A}_u| = 80$，试问该放大电路的电压增益为多少(dB)？

5.4.3　什么是直流通路和交流通路？直流通路和交流通路各有何用途？如何画放大电路的直流通路和交流通路？

5.4.4　何谓放大电路的静态分析和动态分析？静态分析和动态分析分别有哪些方法？

5.4.5　为什么要合适地设置静态工作点？静态工作点与输出信号波形的失真有什么关系？

5.4.6　为什么要稳定静态工作点？分压式静态工作点稳定电路是如何稳定静态工作点的？

5.4.7　共集电极放大电路有什么特点？它适用于哪些场合？

5.4.8　在图 5.38 所示电路中，设某一参数变化时其余参数不变，在表中填入①增大；②减小；③基本不变。

参数变化	I_{BQ}	U_{CEQ}	$\lvert\dot{A}_u\rvert$	R_i	R_o
R_B 增大					
R_C 增大					
R_L 增大					

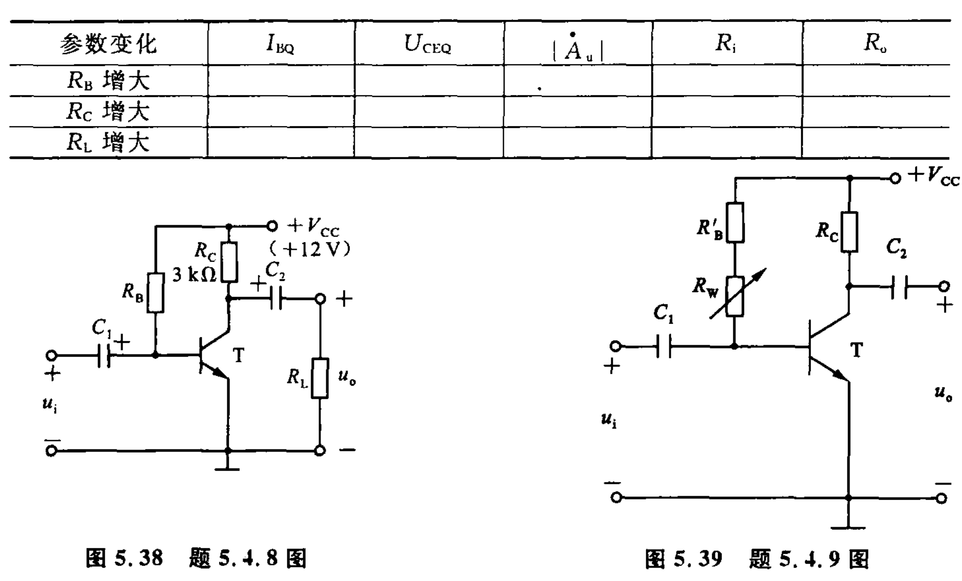


图 5.38 题 5.4.8 图　　　　图 5.39 题 5.4.9 图

5.4.9 在图 5.39 所示电路中，已知 $V_{CC}=12$ V，晶体管的 $\beta=100$，$R_B'=100$ kΩ。填空：要求先填文字表达式后填得数。

(1) 当 $\dot{U}_i=0$ V 时，测得 $U_{BEQ}=0.7$ V，若要基极电流 $I_{BQ}=20$ μA，则 R_B' 和 R_W 之和 $R_B=$________≈____ kΩ；而若测得 $U_{CEQ}=6$ V，则 $R_C=$________≈____ kΩ。

(2) 若测得输入电压有效值 $U_i=5$ mV 时，输出电压有效值 $U_o'=0.6$ V，则电压放大倍数 $\dot{A}_u=$________≈____。

(3) 若负载电阻 R_L 值与 R_C 相等，则带上负载后输出电压有效值 $U_o=$____ V。

5.5 应用举例

放大电路是应用最为广泛的电子电路之一，是构成其他电子电路的基本单元电路。本节介绍放大电路在简易自动控制电路中的应用，利用一些物理现象产生的力、热、声、光、电信号，实现自动控制，以达到某种控制效果。

图 5.40 是一小水塔水位自动控制电路。它由水位传感电极、控制电路、电动机（小离心水泵用）和电源等组成。控制电路由 VT1、VT2 和继电器 K 等组成。当水箱缺水时，水面

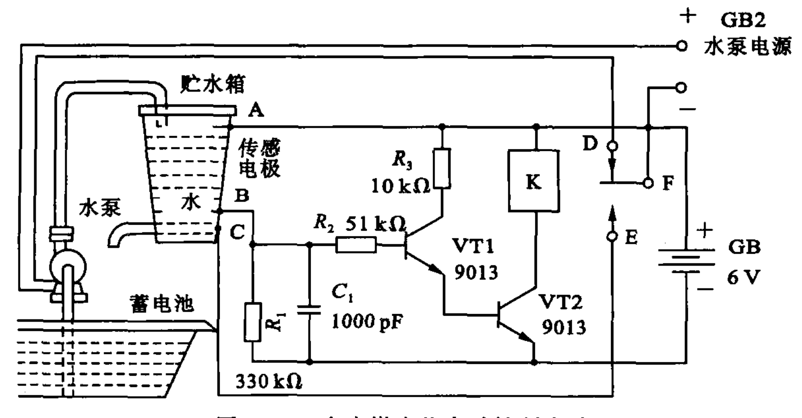


图 5.40 小水塔水位自动控制电路

低于B点，水位传感电极A—B、B—C之间由于没有被水淹没而开路，VT1、VT2截止，继电器呈释放状态，继电器衔铁F与常闭触点D接触，接通水泵电源GB2，小离心水泵电动机起动，向贮水箱供水。当水位上升至A点，水位传感电极A—B之间被水淹没，产生偏置电流使得VT1、VT2导通，继电器吸合，常闭触点断开，小离心水泵停止供水。此时，继电器衔铁F与常开触点E相接触，电源通过继电器接通的常开触点F—E以及C—B之间能微弱导电的水，继续产生维持VT1、VT2导通所需的偏置电流，继电器吸合。自控电路直到水位降至B点以下时，C—B之间开路，VT1、VT2截止，继电器释放，常闭触点接通，小离心水泵开始供水。如此周而复始，完成水位自动控制功能。

习　题

5.1　电路如图5.41所示，设二极管为理想的，试判断下列情况下，电路中二极管是导通还是截止，并求出AO两端电压U_{AO}。

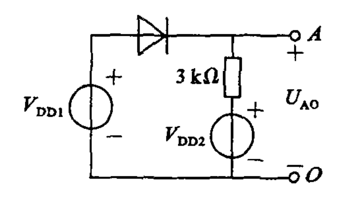


图5.41　习题5.1

(1)$V_{DD1}=6$ V，$V_{DD2}=12$ V；(2)$V_{DD1}=6$ V，$V_{DD2}=-12$ V；(3)$V_{DD1}=-6$ V，$V_{DD2}=-12$ V。

5.2　二极管电路如图5.42所示。判断图中的二极管是导通还是截止，并求出AO两端的电压U_{AO}(设二极管是理想的)。

5.3　电路如图5.43所示，已知$u_i=5\sin\omega t$ V，二极管导通电压$U_D=0.7$ V。试画出u_i与u_o的波形，并标出幅值。

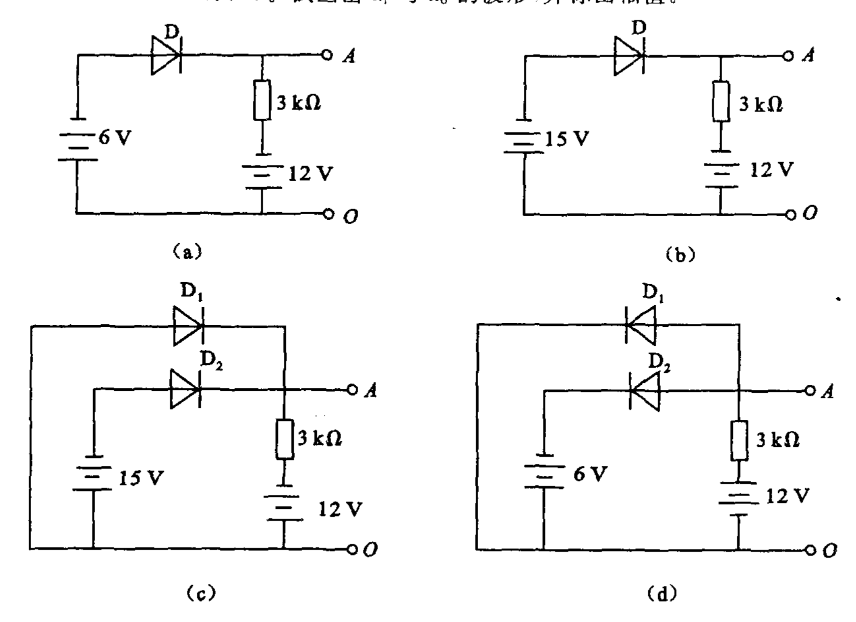


图5.42　习题5.2

5.4　已知稳压管的稳定电压$U_Z=6$ V，稳定电流的最小值$I_{Zmin}=5$ mA，最大功耗$P_{ZM}=150$ mW。试求图5.44所示电路中电阻R的取值范围。

5.5　两只处于放大状态的三极管，测得①、②、③脚对地电位分别为−8 V、−3 V、−3.2 V和3 V、12 V、3.7 V，试判断管脚名称，并说明是PNP型管还是NPN型管，是硅管还是锗管？

5.6　测得放大电路中两只晶体管两个电极的电流如图5.45所示。分别求另一电极的电流，标出其实际方向，并在圆圈中画出管子。

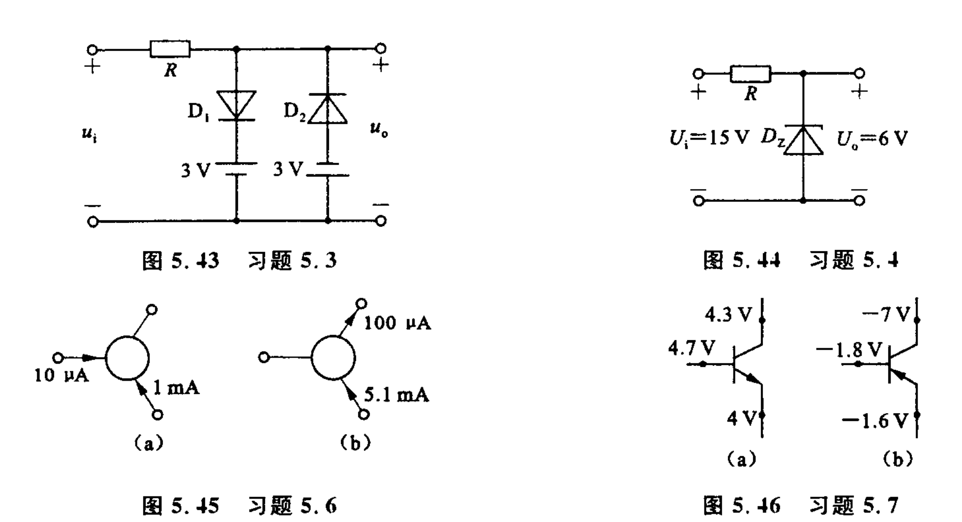


图 5.43　习题 5.3　　图 5.44　习题 5.4

图 5.45　习题 5.6　　图 5.46　习题 5.7

5.7　在电路中测得三极管各极对地的电位如图 5.46 所示，试判断三极管处于哪种工作状态？并简要说明理由。

5.8　试分析图 5.47 所示各电路对正弦交流信号有无放大作用，并简述理由(设各电容的容抗可忽略)。

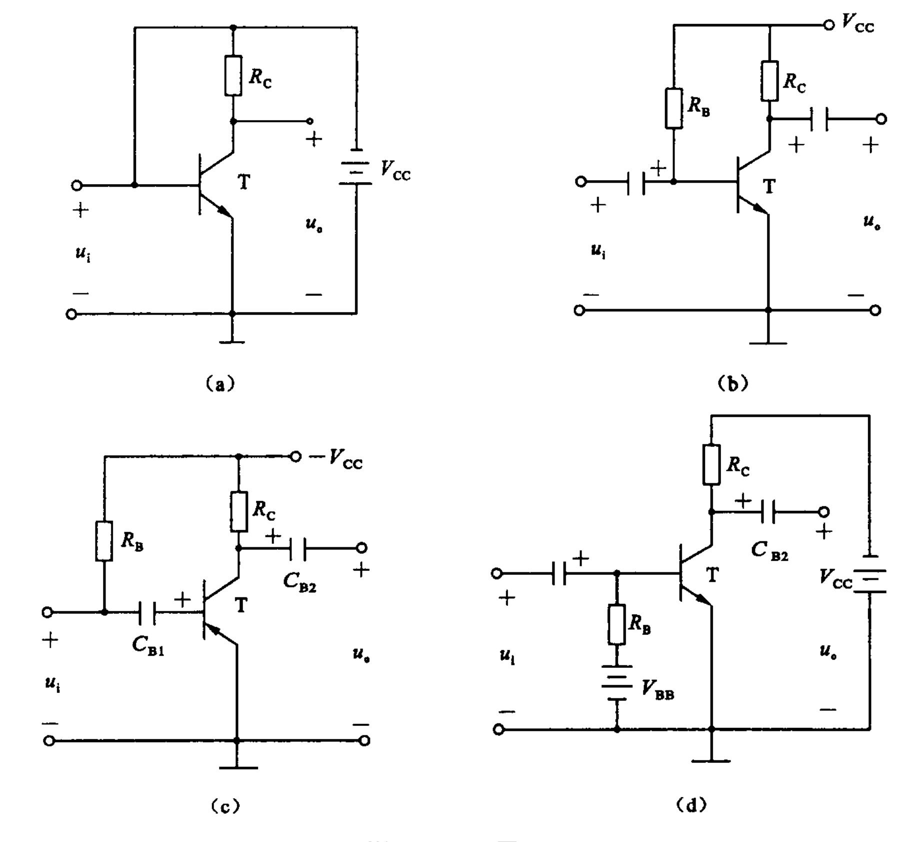


图 5.47　习题 5.8

5.9　在图 5.25 所示电路中，由于电路参数不同，在信号源电压为正弦波时，测得输出波形如图 5.48(a)、(b)、(c)所示，试说明电路分别产生了什么失真，如何消除？

5.10　电路如图 5.49 所示，试问 β 大于多少时晶体管饱和？

5.11　电路如图 5.50 所示，晶体管导通时 $U_{BE}=0.7$ V，$\beta=50$。试分析 R_W 为 0 kΩ 和 5 kΩ 两种情况下 T 的工作状态及输出电压 u_o 的值。

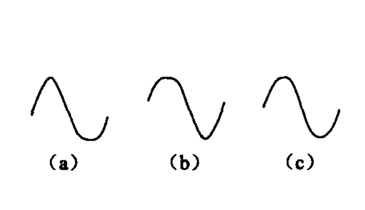


图 5.48　习题 5.9

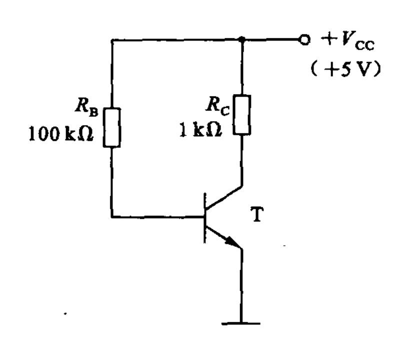


图 5.49　习题 5.10

5.12　三极管电路如图 5.51 所示，已知三极管的 $\beta=100$，$U_{BE(on)}=0.7$ V，求 I_C 和 U_{CE}。

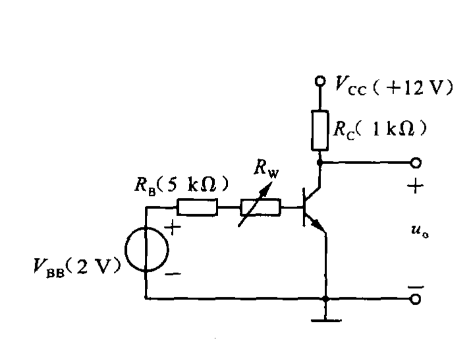


图 5.50　习题 5.11

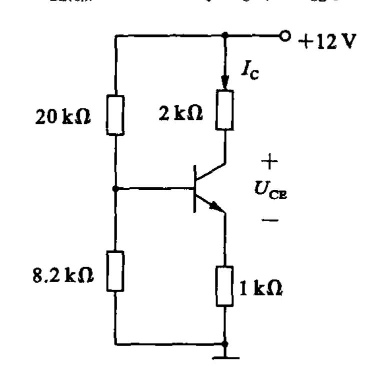


图 5.51　习题 5.12

5.13　电路如图 5.52(a)所示，图 5.52(b)是晶体管的输出特性，静态时 $U_{BEQ}=0.7$ V。利用图解法分别求出 $R_L=\infty$ 和 $R_L=3$ kΩ 时的静态工作点和最大不失真输出电压 U_{om}(有效值)。

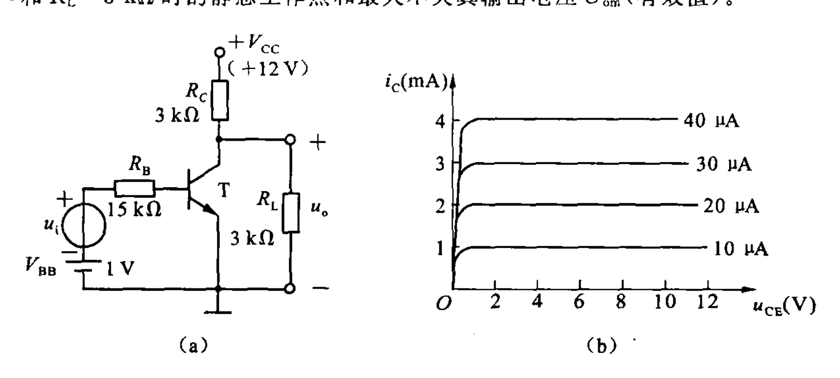


图 5.52　习题 5.13

5.14　画出图 5.53 所示各电路的直流通路和交流通路。设所有电容对交流信号均可视为短路。

5.15　电路如图 5.54 所示，已知晶体管 $\beta=50$，在下列情况下，用直流电压表测晶体管的集电极电位，应分别为多少？设 $V_{CC}=12$ V，晶体管饱和管压降 $U_{CES}=0.5$ V。

(1) 正常情况；(2) R_{B1} 短路；(3) R_{B1} 开路；(4) R_{B2} 开路；(5) R_C 短路。

5.16　已知图 5.55 所示电路中晶体管的 $\beta=100$，$r_{be}=1$ kΩ。

(1) 现已测得静态管压降 $U_{CEQ}=6$ V，估算 R_B 约为多少千欧；

(2) 若测得 $\dot{U}_i$ 和 $\dot{U}_o$ 的有效值分别为 1 mV 和 100 mV，则负载电阻 R_L 为多少千欧？

5.17　在图 5.56 所示电路中，已知晶体管的 $\beta=80$，$r_{be}=1$ kΩ，$\dot{U}_i=20$ mV；静态时 $U_{BEQ}=0.7$ V，$U_{CEQ}=4$ V，$I_{BQ}=20$ μA。求 $\dot{A}_u$、R_i、R_o、$\dot{U}_S$。

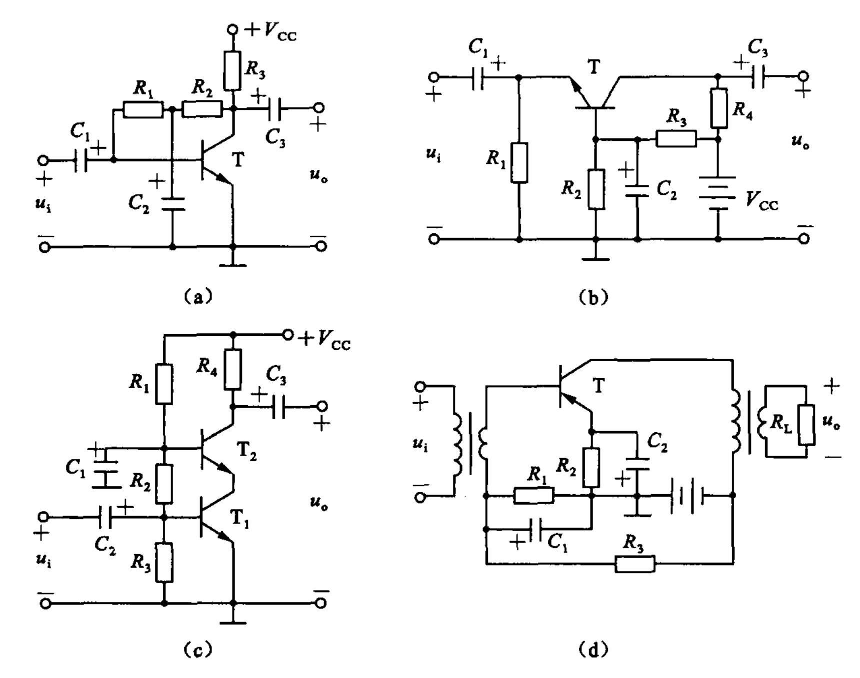


图 5.53 习题 5.14

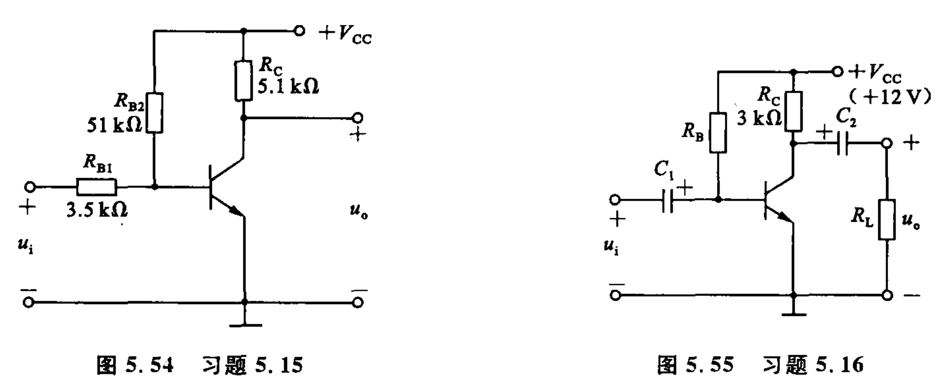


图 5.54 习题 5.15　　　　图 5.55 习题 5.16

5.18 在图 5.57 所示电路中，设电容 C_1、C_2、C_3 对交流信号可视为短路。(1) 写出静态电流 I_C 及电压 U_{CE} 的表达式；(2) 写出电压增益 A_u、输入电阻 R_i 和输出电阻 R_o 的表达式；(3) 若将电容 C_3 开路，对电路将会产生什么影响？

5.19 在图 5.58 所示电路中，已知 $V_{CC}=12$ V，$R_{B1}=R_{B2}=150$ kΩ，$R_C=5.1$ kΩ，$R_S=300$ Ω，$r_{be}=1$ kΩ，$\beta=50$，$U_{BE}=0.7$ V。(1) 计算静态值；(2) 画出微变等效电路，求电压放大倍数 $\dot{A}_u$、$\dot{A}_{uS}$ 和输入电阻 R_i、输出电阻 R_o。

5.20 电路如图 5.59 所示，晶体管的 $\beta=100$，$r_b=100$ Ω。

(1) 求电路的 Q 点、$\dot{A}_u$、R_i 和 R_o；

(2) 若电容 C_E 开路，则将引起电路的哪些动态参数发生变化？如何变化？

5.21 电路如图 5.60 所示，晶体管的 $\beta=80$，$r_{bc}=1$ kΩ。

(1) 求出 Q 点；

(2) 求出 $R_L=3$ kΩ 时电路的 $\dot{A}_u$ 和 R_i；

(3) 求出 R_o。

5.22 设图 5.61 所示电路所加输入电压为正弦波。试问：

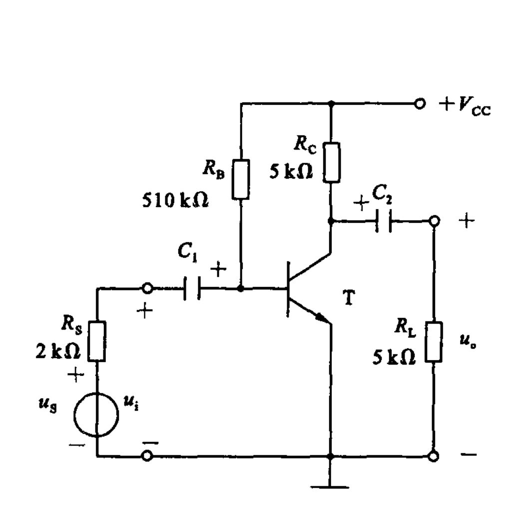


图 5.56 习题 5.17

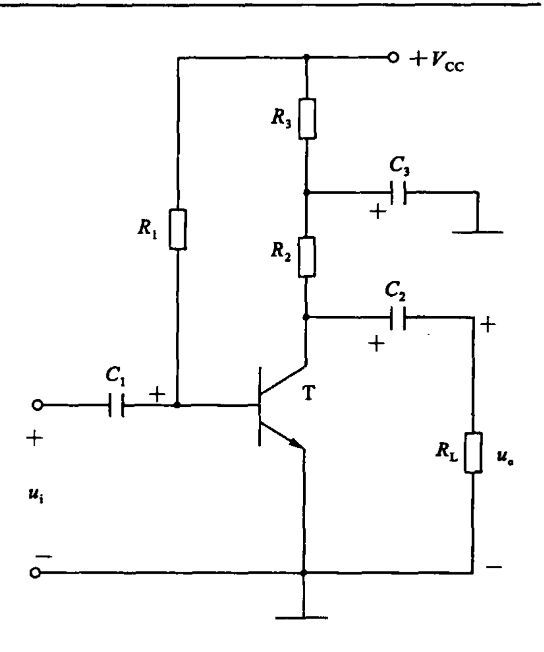


图 5.57 习题 5.18

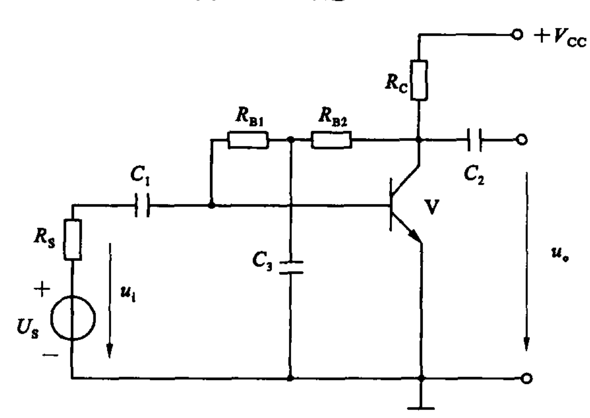


图 5.58 习题 5.19

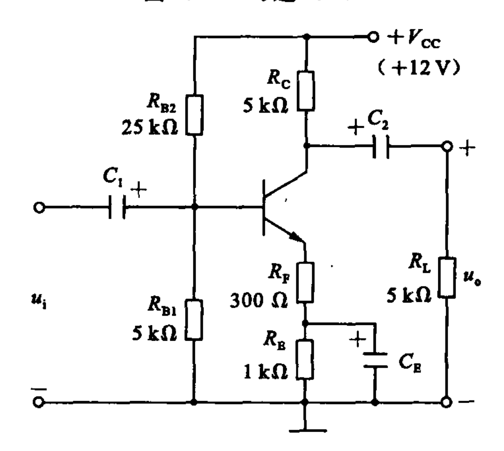


图 5.59 习题 5.20

(1) $\dot{A}_{u1}=\dot{U}_{o1}/\dot{U}_{i}\approx$( ) $\dot{A}_{u2}=\dot{U}_{o2}/\dot{U}_{i}\approx$( );

(2) 画出输入电压和输出电压 u_i、u_{o1}、u_{o2}的波形。

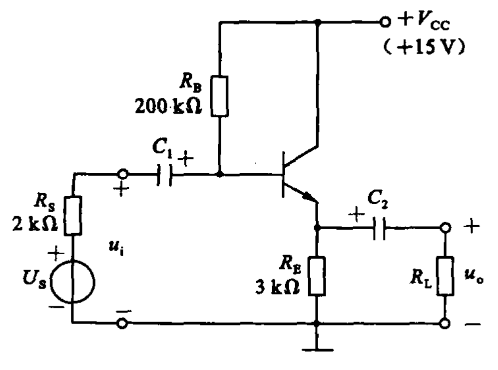


图 5.60 习题 5.21

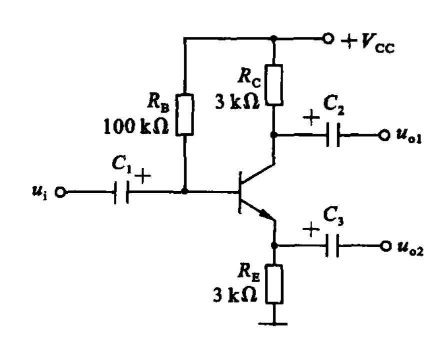


图 5.61 习题 5.22

6 集成运算放大器

内容提要

本章首先介绍集成运算放大器的基本概念和各组成部分的作用，特别是集成运算放大器最关键的组成部分——差动放大器，然后介绍集成运算放大器电压传输特性和主要参数。其次介绍理想运放的分析方法及其应用。最后作为选修内容介绍了放大电路中的负反馈。

本章重点

差动放大电路的结构、工作原理、静态工作点计算和动态指标计算。

理想运放的概念，“虚短”、“虚断”的概念。比例运算电路和求和运算电路的工作原理和输入输出关系。

反馈放大器反馈类型。引入负反馈后对放大器性能的改善。

本章难点

差动放大电路不同输入-输出方式时动态指标的计算。

反馈放大器的反馈类型的判别。

易疏忽的问题

理想运放且工作在线性区才有“虚短”、“虚断”的存在。注意不要把“虚短”都当作“虚地”。

6.1 概　　述

6.1.1 集成电路

集成电路是把整个电路的各个元件以及相互之间的连接同时制造在一块半导体芯片上，组成一个不可分割的整体。与分立元件连接成的电路相比，集成电路具有体积小，质量轻，功耗低，工作可靠性高的优点，而且价格也较低。因此，集成电路自从问世以来，有了突飞猛进的发展，得到广泛的应用，促进了各个科学领域先进技术的发展。

集成电路的工艺特点：

(1) 电路中的各元件是通过相同工艺制作在同一硅片上，同型的元件参数偏差、温度特性基本一致，因而特别有利于实现需要对称结构的电路。

(2) 集成电路的芯片面积小,集成度高,所以各元件的工作电流很小,一般在毫安级;功耗很小,一般在毫瓦级。

(3) 电阻元件由硅半导体构成。因此,电阻的阻值不大,精度不高。需要高阻值电阻时,往往使用有源负载或外接。

(4) 只能制作几十皮法以下的小电容。因此,集成放大器都采用直接耦合方式。如需大电容,只有外接。

(5) 不能制造电感,如需电感,也只能外接。

集成电路就其集成度而言,有小规模、中规模、大规模和超大规模之分。目前的超大规模集成电路在面积只有几十平方毫米的芯片上,可制造上千万个元件。就其功能而言,有数字集成电路和模拟集成电路。数字集成电路是用于产生和处理各种数字信号的集成电路;模拟集成电路是用来产生和处理各种模拟信号的集成电路。模拟集成电路包括集成运算放大器,集成功率放大器和集成稳压电源等许多种。本章主要介绍集成运算放大器。

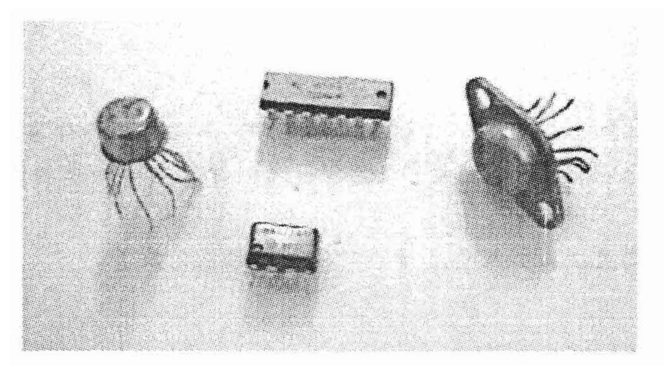


图 6.1　集成电路外形

6.1.2　集成运算放大器及其组成

集成运算放大器是一种高增益的直流多级放大器,由于最初用于数学运算,所以称为运算放大器,现在,它已广泛用于模拟信号的运算、放大、检测、变换、处理、信号产生等等。成为使用最广泛的一种线性集成电路。图 6.2 是运算放大器外形图。

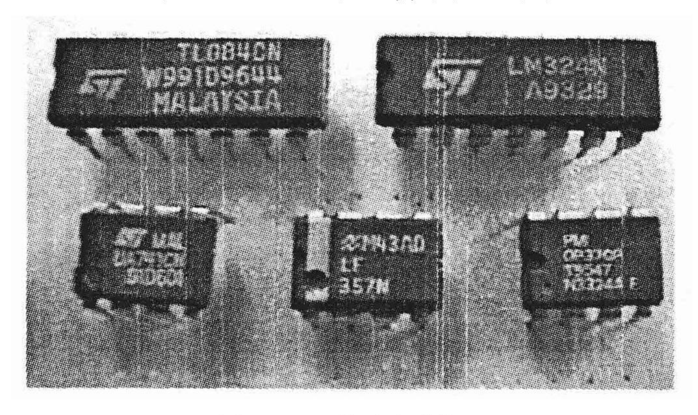


图 6.2　运算放大器外形

集成运算放大器在电路的选择及构成形式上因为受到集成工艺条件的制约,在电路设计上具有许多特点,主要有:

(1) 级间采用直接耦合方式。

(2) 尽可能用有源器件代替无源元件。

(3) 利用对称结构改善电路性能。

集成运算放大器方框图如图 6.3 所示，该电路可分为输入级、中间级、输出级和偏置电路四个基本组成部分。

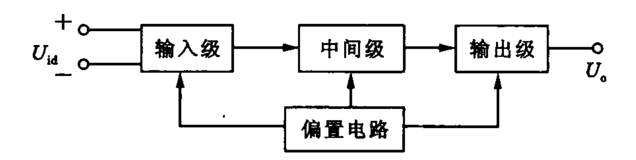


图 6.3 集成运算放大器的组成框图

输入级是提高运算放大器质量的关键部分，要求有较大的输入电阻，能有效地抑制零点漂移和干扰。一般采用差动放大电路。输入级有同相和反相两个输入端。

中间级主要完成电压信号放大任务，因此要求它的电压放大倍数高，一般采用带有源负载的**共射极放大电路**。

输出级与负载相接，要求其能向负载输出足够大的功率，并且要求其输出电阻小，带负载能力强，一般由互补功率**放大电路**或**射极输出器**构成。

偏置电路的作用是为运算放大器的各级电路提供稳定而合适的偏置电流，决定各级的静态工作点。

集成运算放大器的图形符号如图 6.4 所示。本书采用简化符号。

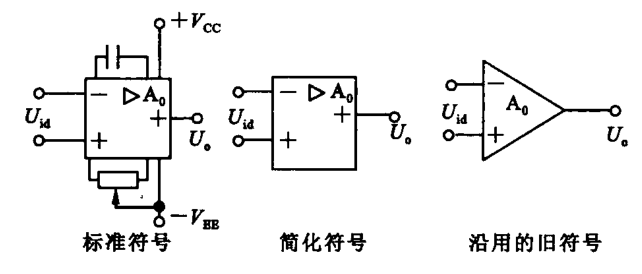


图 6.4 集成运算放大器图形符号

思考与练习

6.1.1 集成运算放大器从本质上说是一种什么放大器？

6.1.2 集成运算放大器由哪几部分组成？各部分的主要作用是什么？

6.1.3 集成运算放大器的输入级有几个输入端？

6.1.4 集成运算放大器的级间为什么要采用直接耦合方式？

6.2 差动放大电路

集成运算放大器实质上是一种高增益的直接耦合多级放大器，输入级的性能对整个运算放大器性能的影响至关重要。运算放大器的输入级一般都采用高性能的差动放大电路，以克服温度带来的零点漂移问题。

6.2.1　直接耦合放大电路的特殊问题——零点漂移

（1）零点漂移现象

一个放大器的输入 $U_i=0$ 时，其输出 U_o 应为零（或一个常量），但实际上，当把一个多级直接耦合放大器的输入短接时，在输出端测量其 U_o 并不为零而是有一个随机变化的输出电压，这种现象就称为零点漂移。

（2）产生零点漂移的原因

产生零点漂移的原因很多，如电源电压的波动，电路元件参数的变化以及温度对晶体管参数的影响，都会使放大电路的静态工作点发生变动。即使这种变动很微小，都会传送到下一级去进行放大，这样逐级放大下去就产生了零点漂移现象。这些原因中以温度的影响最为严重（所以零点漂移也常叫**温漂**）；而在多级直接耦合放大电路的各级漂移中，又以第一级的漂移影响最大，因为第一级的漂移会被送到后面各级逐级放大。最终在输出端产生较大的电压漂移，这种漂移电压大到一定程度时，就无法与正常放大的信号区分，使得放大器不能正常工作。因此，**抑制零漂要着重于第一级**。采用高性能的差动放大电路是克服零点漂移问题的有效方法。

6.2.2　差动放大器的基本电路和工作原理

（1）基本电路

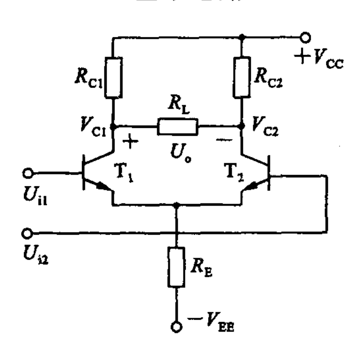


图 6.5　基本差动放大器

基本差动放大器如图 6.5 所示。它由两个性能参数完全相同的共射放大电路组成，通过两个管射极连接并经公共电阻 R_E 将它们耦合在一起，所以也称为射极耦合差动放大器。

（2）电路的静态工作点分析

为了使差动放大器输入端的直流电位为零，通常都采用正、负两路电源供电。由于 T_1 和 T_2 两管参数相同，电路结构对称，所以两管工作点必然相同。由图 6.5 可知，当 $U_{i1}=U_{i2}=0$ 时：

$$V_E=-U_{BE}=-0.7\ \text{V}$$

则流过 R_E 的电流 I 为

$$I=\frac{V_E-(-V_{EE})}{R_E}=\frac{V_{EE}-0.7}{R_E} \tag{6.1}$$

所以

$$I_{C1}=I_{C2}\approx I_{E1}=I_{E2}=\frac{1}{2}I \tag{6.2}$$

$$U_{CE1}=U_{CE2}\approx V_{CC}+0.7-I_{C1}R_C \tag{6.3}$$

$$V_{C1}=V_{C2}=V_{CC}-I_{C1}R_C \tag{6.4}$$

因为 $V_{C1}=V_{C2}$，可见，静态时，差动放大器两输出端之间的直流电压为零。

（3）抑制零点漂移的工作原理

当温度发生变化时，就会引起两管集电极电流和集电极电位发生相同的变化，即

$$\Delta I_{C1}=\Delta I_{C2}$$

$$\Delta U_{C1} = \Delta U_{C2}$$

所以输出电压

$$U_o = \Delta U_{C2} - \Delta U_{C1} = 0 \tag{6.5}$$

可见，差动放大电路若左右两边理想对称，从两管集电极之间输出信号时零点漂移就可完全被抑制。

(4) 信号输入方式

当有信号输入时，对称差动放大电路的工作情况可以分为下列几种输入方式来分析：

① **共模输入**：两个输入信号电压的大小相等，极性相同，即 $U_{i1}=U_{i2}$。

在共模输入信号的作用下，对于完全对称的差动放大电路来说，两管的集电极电位变化相同，因此输出电压等于零。所以它对共模信号没有放大能力，即这时放大倍数为零。

② **差模输入**：两个输入信号电压的大小相等，极性相反，即 $U_{i1}=-U_{i2}$。

在差模输入信号的作用下，对于完全对称的差动放大电路来说，两管的集电极电位变化相反，因此输出电压：$U_o=\Delta U_{C1}-\Delta U_{C2}=2\Delta U_{C1}$。

可见，在输入差模信号时，差动放大电路的输出电压为两管各自输出电压变化量的两倍。此时输出电压 U_o 与差模输入电压 U_{id} 的比值称为差模电压放大倍数或差模电压增益，用 A_{ud} 表示，即

$$A_{ud} = \frac{U_o}{U_{id}} \tag{6.6}$$

③ **比较输入**：两个输入电压信号的大小和极性是任意的，这种信号称为比较输入信号，是自动控制系统中常见的输入信号。

对于比较输入信号，可以采用数学方法将其分解成一对共模分量和差模分量，方法为

差模分量

$$U_{id} = U_{i1} - U_{i2} \tag{6.7}$$

共模分量

$$U_{ic} = \frac{U_{i1} + U_{i2}}{2} \tag{6.8}$$

此时，左右两端的输入分别为

$$U_{i1} = U_{ic} + \frac{U_{id}}{2} \tag{6.9}$$

$$U_{i2} = U_{ic} - \frac{U_{id}}{2} \tag{6.10}$$

【例 6.1】 有两个输入信号 $U_{i1}=20\ \text{mV}$，$U_{i2}=10\ \text{mV}$，求其共模分量和差模分量。

【解】 按上面方法分解可得

$$U_{id} = 10\ \text{mV} \qquad U_{ic} = 15\ \text{mV}$$

所以 $U_{i1}=(15+5)\text{mV} \qquad U_{i2}=(15-5)\text{mV}$

即 15 mV 为共模分量，10 mV 为差模分量。

6.2.3 输入-输出方式

差动放大电路一般有两个输入端，即同相输入端和反相输入端。

根据规定的正方向，在一个输入端加上一定极性的信号，如果所得到的输出信号极性与

其相同，则该输入端称为同相输入端。反之，如果所得到的输出信号的极性与其相反，则该输入端称为反相输入端。

信号的输入方式：若信号同时加到同相输入端和反相输入端，称为双端输入；若信号仅从一个输入端加入，称为单端输入。

差动放大电路可以有两个输出端，一个是 T_1 的集电极 C_1，另一个是 T_2 的集电极 C_2。从 C_1 和 C_2 输出称为双端输出，仅从集电极 C_1 或 C_2 对地输出称为单端输出。

差动放大电路有两个输入端和两个输出端。组合起来有**双端输入-双端输出**、**双端输入-单端输出**、**单端输入-双端输出**、**单端输入-单端输出**四种形式。这里讨论常用的双端输入—双端输出、单端输入—单端输出两种方式。另外两种输入-输出方式分析方法类似。

（1）双端输入-双端输出电路

双端输入差动放大电路如图 6.6 所示。u_i 接在两输入端之间，也可看成 $u_i/2$ 各接在两输入端与地之间。负载电阻接在两集电极之间。

在输入差模信号时，流过 R_E 上的交流分量电流 i_{e1} 和 i_{e2} 大小相等、方向相反，所以可将 R_E 视为无电流流过。因此差动放大电路的交流通路可变化为如图 6.7 所示：

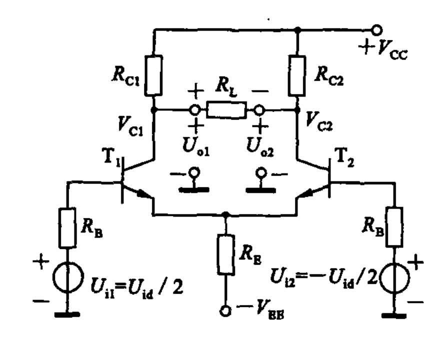


图 6.6　双端输入-双端输出的差动放大电路

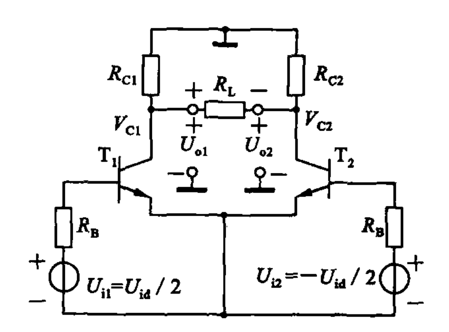


图 6.7　双端输入-双端输出差动放大电路的交流通路

由图可见，因为

$$U_{i1}=-U_{i2}=\frac{1}{2}U_{id} \tag{6.11}$$

$$U_{o1}=-U_{o2}=\frac{1}{2}U_{o} \tag{6.12}$$

所以

$$A_{ud}=\frac{U_{od}}{U_{id}}=\frac{U_{o1}-U_{o2}}{U_{i1}-U_{i2}}=\frac{U_{o1}}{U_{i1}} \tag{6.13}$$

所以，双端输入-双端输出的差动放大电路其差模电压放大倍数与单管共发射极放大电路的电压放大倍数相等，即

$$A_{ud}=-\frac{\beta R_L'}{R_B+r_{be}} \tag{6.14}$$

式中，$R_L'=R_C /\!/ \frac{R_L}{2}$。

在输入共模信号时因为两管信号大小相等、极性相同，在电路对称的情况下，两管的电流同时增加或同时减少相同数量，其输出电压 $U_{oc}=U_{oc1}-U_{oc2}\approx 0$，所以双端输出的共模电压放大倍数 $A_{uc}=0$。

（2）单端输入-单端输出

单端输入信号可以转换为双端输入，其转换过程见图6.8。

右侧的 R_B+r_{be}归算到发射极回路的值为$(R_B+r_{be})/(1+\beta)\ll R_E$，故 R_E 对 i_e 分流极小，可忽略，于是有

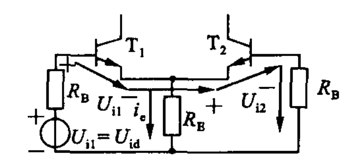


图6.8 单端输入信号转换为双端输入

$$U_{i1}=U_{i2}=\frac{1}{2}U_i \tag{6.15}$$

可见在单端输入的差动放大电路中，只要共模反馈电阻 R_E 足够大时，两管所取得的信号就可以认为是一对差模信号。从这点来看，单端输入和双端输入的效果是一样的。

而在单端输出时，$U_{od}=U_{o1}$或 $U_{od}=U_{o2}$差模电压放大倍数为

反相输出时

$$A_{ud}=\frac{U_{od}}{U_{id}}=\frac{U_{o1}}{U_{i1}-U_{i2}}=\frac{U_{o1}}{2U_{i1}}=-\frac{1}{2}\frac{\beta R_L'}{R_B+r_{be}} \tag{6.16}$$

同相输出时

$$A_{ud}=\frac{U_{od}}{U_{id}}=-\frac{U_{o2}}{2U_{i2}}=\frac{1}{2}\frac{\beta R_L'}{R_B+r_{be}} \tag{6.17}$$

式中，$R_L'=R_C /\!/ R_L$。

所以，单端输出差动电路的差模电压放大倍数只有双端输出电路的一半。

差动电路在单端输出时共模电压放大倍数可推导如下

$$A_{uc}=\frac{U_{oc1}}{U_i}=-\frac{i_cR_L'}{i_b(R_B+r_{be})+i_E\times 2R_E}=-\frac{\beta R_L'}{(R_B+r_{be})+(1+\beta)\times 2R_E} \tag{6.18}$$

通常 $\beta\gg 1$，$R_E\gg R_B+r_{be}$，故上式可简化为

$$A_{uc}\approx-\frac{R_L'}{2R_E} \tag{6.19}$$

(3) 差模输入电阻

不论是单端输入还是双端输入，差模输入电阻均为

$$R_{id}=2(R_B+r_{be}) \tag{6.20}$$

(4) 输出电阻

在单端输出时

$$R_o=R_C \tag{6.21}$$

在双端输出时

$$R_o=2R_C \tag{6.22}$$

(5) 共模抑制比

对差动放大电路来说，差模信号是有用信号，要求对它有较大的放大倍数，而共模信号是需要抑制的，因此对它的放大倍数要越小越好。对共模信号的放大倍数越小，就意味着零点漂移越小，抗共模干扰能力越强，当用作比较放大时就越能准确、灵敏地反映出信号的偏差值。通常用共模抑制比 K_{CMR}来全面衡量差动放大电路放大差模信号和抑制共模信号的能力，定义 K_{CMR}为差模放大倍数 A_{ud}与共模放大倍数 A_{uc}之比，即：

$$K_{CMR}=\frac{A_{ud}}{A_{uc}} \tag{6.23}$$

共模抑制比也可用对数形式表示

$$K_{CMR} = 20\lg \frac{A_{ud}}{A_{uc}} \text{ dB}$$

其表示单位为分贝(dB)。

对双端输出的差动电路,若电路完全对称,其共模放大倍数 $A_{uc}=0$,共模抑制比为无穷大。

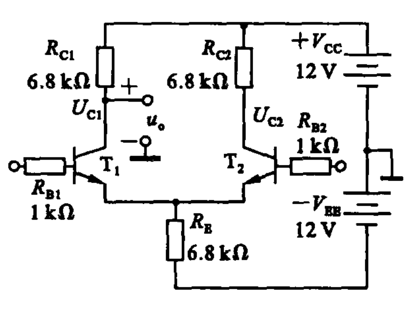


图 6.9　例 6.2 图

对单端输出的差动电路共模抑制比为

$$K_{CMR} = \left|\frac{A_{ud}}{A_{uc}}\right| \approx \frac{\beta R_E}{R_B + r_{be}} \tag{6.24}$$

上式表明,提高共模抑制比的主要途径是增大 R_E 的阻值。

【例 6.2】 如图 6.9 所示的放大电路中,三极管的 $\beta=50$,$r_{be}=1.8$ kΩ。采用双端输入-单端输出的连接方式。试计算两管的静态工作点;差模电压放大倍数 A_{ud}、共模电压放大倍数 A_{uc}和共模抑制比 K_{CMR}。

【解】 (1) 计算静态工作点

静态时,$V_{B1}=V_{B2}\approx 0$

由式(6.1)和式(6.2)可得

$$I_{E1} = I_{E2} = \frac{V_{EE}-V_{BE}}{2R_E} \approx 0.83 \text{ mA}$$

$$I_{C1} = I_{C2} \approx 0.83 \text{ mA}$$

$$I_{E1} = I_{E2} = \frac{I_{C1}}{\beta} = 17\ \mu\text{A}$$

$$V_{C1} = V_{C2} = V_{CC} - I_{C1}R_C = 6.4 \text{ V}$$

(2) 计算 A_{ud}、A_{uc}和 K_{CMR}

由式(6.16)可得

$$A_{ud} = -\frac{\beta R_C}{2(R_B + r_{be})} = -\frac{50\times 6.8}{2\times(1+1.8)} \approx -60.6$$

由式(6.19)可得

$$A_{uc} \approx \frac{-R_C}{2R_E} = \frac{-6.8}{2\times 6.8} = -0.5$$

$$K_{CMR} = \left|\frac{A_{ud}}{A_{uc}}\right| = \frac{60.6}{0.5} = 121.4$$

若用分贝表示,则共模抑制比为

$$K_{CMR} = 20\lg\left|\frac{A_{ud}}{A_{uc}}\right| = 20\lg 121.4 \approx 41.7 \text{ dB}$$

思考与练习

6.2.1　什么是零点漂移?引起零点漂移的原因有哪些因素?其中最主要的因素是什么?

6.2.2　当差动放大器的输入电压为 $u_{i1}=5$ mV,$u_{i2}=-3$ mV 时,输入信号的差模分量为________,共模分量为________。

6.2.3 集成运放的输入级采用差动放大电路是因为可以__________。

A. 减小温漂　　B. 增大放大倍数　　C. 提高输入电阻

6.2.4 通用型集成运放适用于放大__________。

A. 高频信号　　B. 低频信号　　C. 任何频率信号

6.2.5 为什么要提高共模抑制比？提高共模抑制比的主要途径是什么？

6.2.6 在图 6.10 所示的放大电路中，已知 $V_{CC}=V_{EE}=15$ V，$R_C=36$ kΩ，$R_E=27$ kΩ，$R=2.7$ kΩ，$R_W=100$ Ω，R_W 的滑动端处于中点，负载电阻 $R_L=18$ kΩ，三极管的 $\beta=100$，$r_{be}=10.3$ kΩ。

(1) 试计算静态工作点。

(2) 计算差模电压放大倍数。

(3) 计算差模输入电阻。

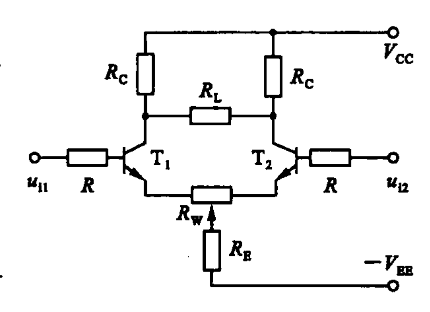


图 6.10 题 6.2.6 图

6.2.7 关于集成运算放大器，下列说法正确的是__________(多选)。

A. 集成运放是一种高电压放大倍数的直接耦合放大器

B. 集成运放只能放大直流信号

C. 希望集成运放的输入电阻大，输出电阻小

D. 集成运放的 K_{CMR} 大

E. 集成运放只能用于模拟信号的运算

6.3 基本运算电路

6.3.1 运放的模型和主要参数

(1) 集成运放的电压传输特性

集成运放的电压传输特性是指开环时输出电压与差模输入电压之比。

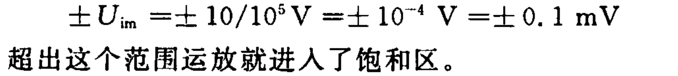
典型运放的电压传输特性如图 6.11 所示。

由图 6.11 看到电压传输特性可以分为三个工作区：一个线性区和两个饱和区。当工作在线性区范围内时，输出电压与差模输入电压之间呈线性关系，即：

$$u_o = A_{ud}(U_+ - U_-) = A_{ud}u_{id} \qquad (6.25)$$

因为集成运放的开环电压放大倍数很高，而电源电压只有有限大，因此，集成运放线性放大区所对应的输入信号变化范围很小。

例如：设 $A_{ud}=10^5$，电源为 ±10 V，则输入信号电压范围为：



$$\pm U_{im} = \pm 10/10^5\ \text{V} = \pm 10^{-4}\ \text{V} = \pm 0.1\ \text{mV}$$

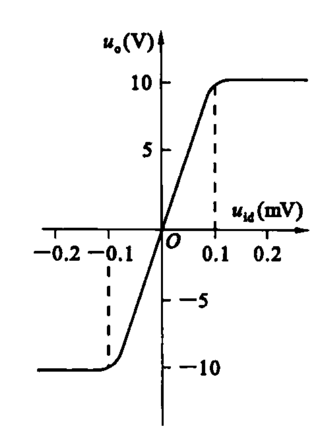


图 6.11 集成运放的电压传输特性

超出这个范围运放就进入了饱和区。

(2) 集成运放的主要参数

集成运放的性能好坏，可用其参数来衡量。为了正确地选择和使用集成运放，必须明确其参数的意义。下面介绍几个主要的参数。

① 输入失调电压 U_{io}

对于理想的集成运放，当输入电压为零时，输出电压也应为零。但是，实际运放的差动输入级不可能实现完全对称，因此，即使输入电压为零也有一定的电压输出。在输入电压为零时，将输出电压除以电压增益，即为折算到输入端的失调电压。它是表征运放内部电路对称性的指标。一般 V_{io} 为 0.1～10 mV。

② 输入失调电压温漂 dU_{io}/dT

它是指在规定工作温度范围内，输入失调电压随温度的变化量与温度变化量之比值。它是运放温漂的重要参数。一般为 0.3～30 μV/℃。

③ 输入偏置电流 I_{IB}

集成运放的两个输入端是差动对管的基极，因此，总需要一定的静态基极电流。输入偏置电流 I_{IB} 定义为输入电压为零时，运放两个输入端偏置电流的平均值，用于衡量差动放大对管输入电流的大小。即

$$I_{IB} = \frac{1}{2}(I_{B1} + I_{B2}) \tag{6.26}$$

通常 I_{IB} 为 0.1～10 μA。实际使用中希望 I_{IB} 越小越好。

④ 输入失调电流 I_{io}

输入电路不完全对称，两边的静态基极电流就不相等。在零输入时，差动输入级的差动对管基极电流之差，称为输入失调电流 I_{io}，即

$$I_{io} = I_{B1} - I_{B2} \tag{6.27}$$

I_{io} 用于表征差动级输入电流不对称的程度。显然，I_{io} 愈小愈好，一般为 0.5 nA～5 μA。

⑤ 输入失调电流温漂 di_{io}/dT

是指在规定工作温度范围内，输入失调电流随温度的变化量与温度变化量之比值。其值一般为(3 pA～50 nA)/℃。

⑥ 差模输入电阻 R_{id}

运放两输入端之间的等效电阻称为差模输入电阻。双极型管输入级约为 10^5～10^6 Ω，场效应管输入级可达 10^9 Ω 以上。

集成运放的主要参数，除上述几个外，还有开环差模电压放大倍数 A_{ud}、共模抑制比 K_{CMR}、输出电阻 R_o、静态功耗 P_D 等，这些参数的含义大家已经熟悉，我们只介绍一下它们的数值范围。一般开环差模电压放大倍数 A_{ud} 为 10^4～10^7，共模抑制比 K_{CMR} 在 80 dB 以上，好的可达 180 dB，输出电阻 R_o 为几百欧姆，静态功耗 P_D 大多在几十毫瓦至 200 mW。

(3) 理想运放模型

在大多数工程计算中，常用运放的理想模型来代替实际模型，这种理想模型所带来的误差是相当小的，在工程上忽略该误差完全可以满足要求，但分析计算大大简化。这样，我们就可以把集成运放的参数理想化，建立起运放的理想模型。

	实际运放的特点	理想运放
输入电阻 R_{id} 大	几十千欧～几百千欧	$R_{id}\to\infty$
输出电阻 R_o 小	几十欧～几百欧	$R_o\to 0$
电压放大倍数 A_{ud}	10^4～10^7	$A_{ud}\to\infty$
共模抑制比 K_{CMR}	很大	$K_{CMR}\to\infty$

根据理想运放的上述特点，我们可以推导出分析运放时两条十分有用的依据：

① 虚短

因为

$$u_o = A_{ud}(u_+ - u_-) \tag{6.28}$$

因为 $A_{ud} \to \infty$，所以

$$u_+ \approx u_- \tag{6.29}$$

所以在分析处于线性状态的运算放大器时，可把两输入端视为等电位，这一特性称为虚假短路，简称**虚短**。显然不能将两输入端真正短路。

若此时电路中运放的同相输入端接地（或通过一个电阻接地），即 $u_+ = 0$，因 $u_+ = u_-$，故可以认为反相输入端的电压 u_- 也等于零。此时，称运放的反相输入端为“**虚地**”。显然，“虚地”是“虚短”在特殊条件下的表现形式。

② 虚断

因为 $$R_{id} \to \infty$$

所以

$$i_i = (u_+ - u_-)/R_{id} \approx 0 \tag{6.30}$$

所以在分析处于线性状态的运放时，可以把两输入端视为等效开路，这一特性称为虚假断路，简称**虚断**。显然也不能将两输入端真正断路。

6.3.2 反相比例运算电路

反相输入方式：**信号从运放的反相输入端加入，称反相输入。**如图 6.12 所示。

根据虚断 $i_i = i_f$

根据虚短 $u_- = u_+ = 0$

$$i_i = \frac{u_i - u_-}{R_1} \approx \frac{u_i}{R_1}$$

$$i_f = \frac{u_- - u_o}{R_f} \approx \frac{-u_o}{R_f}$$

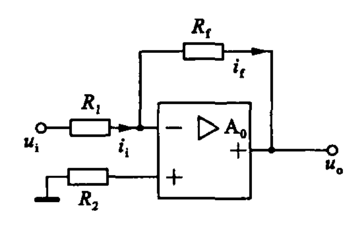


图 6.12 反相比例运算电路

联立求解可得

$$u_o = -\frac{R_f}{R_1}u_i$$

电压增益

$$A_{uf} = \frac{u_o}{u_i} = -\frac{R_f}{R_1} \tag{6.31}$$

根据上述关系式，输出电压与输入电压是比例运算关系，如果 R_1 和 R_f 足够精确，而且运放的开环电压放大倍数很高，就可以认为 u_o 与 u_i 之间的关系只取决于 R_f 与 R_1 的比值而与运放本身的参数无关。这就保证了比例运算的精度和稳定性。式中的负号表示 u_o 与 u_i 反相。

图中 R_2 是**一平衡电阻**，$R_2 = R_1 // R_f$，其作用是消除静态基极电流对输出电压的影响。

在图 6.12 中，当 $R_1 = R_f$ 时，可得 $u_o = -u_i$，即

$$A_{uf} = -1$$

这就是反相器。

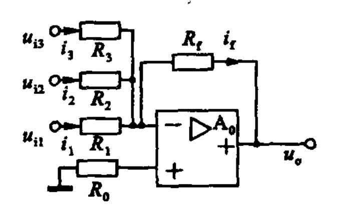


图 6.13　例 6.3 图

【例 6.3】 计算如图 6.13 所示电路的输出电压 u_o。

【解】

根据虚断　$i_1+i_2+i_3=i_f$

根据虚短　$u_-=u_+=0$

由图可得　$i_1=(u_{i1}-u_-)/R_1\approx u_{i1}/R_1$

$i_2=(u_{i2}-u_-)/R_2\approx u_{i2}/R_2$

$i_3=(u_{i3}-u_-)/R_3\approx u_{i3}/R_3$

$i_f=(u_--u_o)/R_f\approx -u_o/R_f$

联立求解可得

$$u_o=-\left(\frac{R_f}{R_1}u_{i1}+\frac{R_f}{R_2}u_{i2}+\frac{R_f}{R_3}u_{i3}\right) \tag{6.32}$$

当 $R_1=R_2=R_3=R_f$ 时

$$u_o=-(u_1+u_2+u_3) \tag{6.33}$$

所以本电路又被称为反相加法电路。

6.3.3　同相比例运算电路

如图 6.14 所示信号从运放的同相输入端加入，称同相输入。

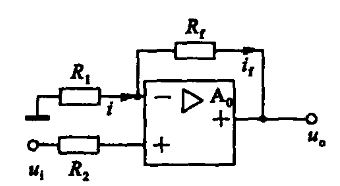


图 6.14　同相比例运算电路

根据理想运算放大器工作在线性区时的两条分析依据

$$u_-\approx u_+=u_i$$

$$i_1\approx i_f$$

由图可列出

$$i_1=-\frac{u_-}{R_1}=-\frac{u_i}{R_1}$$

$$i_f=\frac{u_--u_o}{R_f}=1+\frac{R_f}{R_1}$$

由此得出

$$u_o=\left(1+\frac{R_f}{R_1}\right)u_i$$

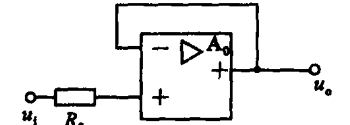


图 6.15　电压跟随器

闭环电压放大倍数为

$$A_{uf}=\frac{u_o}{u_i}=1+\frac{R_f}{R_1} \tag{6.34}$$

特别地，当 $R_1=\infty$(断开)或 $R_f=0$ 时

$$A_{uf}=\frac{u_o}{u_i}=1 \tag{6.35}$$

这就是**电压跟随器**。常用于阻抗变换。其电路图如图 6.15 所示。

6.3.4　比较输入运算电路

两个信号分别加在同相端和反相端，则为比较输入。

由图 6.16 可列出

$$u_- = u_{i1} - R_1 i_1 = u_{i1} - \frac{R_1}{R_1 + R_f}(u_{i1} - u_o)$$

$$u_+ = \frac{R_3}{R_2 + R_3} u_{i2}$$

因为 $u_- \approx u_+$，故从上列两式可得出

$$u_o = \left(1 + \frac{R_f}{R_1}\right)\frac{R_3}{R_2 + R_3} u_{i2} - \frac{R_f}{R_1} u_{i1}$$

图 6.16 比较输入运算电路

当 $R_1 = R_2$ 和 $R_f = R_3$ 时，则上式为

$$u_o = \frac{R_f}{R_1}(u_{i2} - u_{i1}) \tag{6.36}$$

当 $R_f = R_1$ 时，则得

$$u_o = u_{i2} - u_{i1} \tag{6.37}$$

由上两式可见，输出电压与两个输入电压的差值成正比，所以可以进行减法运算。

【例 6.4】 图 6.17 所示电路中的集成运放均为理想运放，试列出其输出电压 u_{o1}、u_{o2} 及 u_o 的表达式。

【解】 图中电路共有三个集成运放，其中 A_1 组成电压跟随器；A_2 组成典型的同相输入比例电路(与图 6.14 一样只是画法不同)；A_3 则组成输入比例电路。

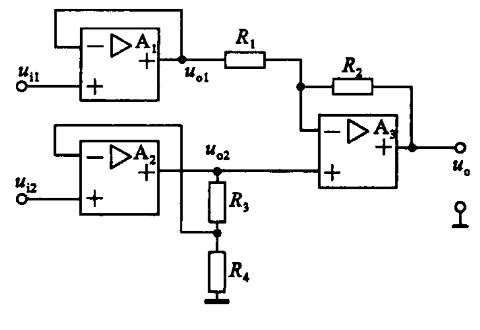


图 6.17 例 6.4 图

由图可直接写出

$$u_{o1} = u_{i1}$$

$$u_{o2} = \left(1 + \frac{R_3}{R_4}\right) u_{i2}$$

集成运放 A_3 反相输入端的电压 u_- 可根据叠加定理求出

$$u_- = \frac{R_2}{R_1 + R_2} u_{o1} + \frac{R_1}{R_1 + R_2} u_o$$

而 A_3 同相输入端的电压 $u_+ = u_{o2}$

由于在 A_3 上 $u_- = u_+$，因此

$$\frac{R_2}{R_1 + R_2} u_{o1} + \frac{R_1}{R_1 + R_2} u_o = u_{o2}$$

从而可求出输出电压 u_o 的表达式为

$$u_o = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)\left(1 + \frac{R_3}{R_4}\right) u_{i2} - \frac{R_2}{R_1} u_{i1}$$

6.3.5 积分运算电路

与反相比例运算电路比较，**用电容 C_f 代替 R_f 就成为积分运算电路**。如图 6.18 所示。由于是反相输入，$u_- \approx 0$，故

$$i_1 = i_f = \frac{u_i}{R_1}$$

$$u_o = -u_C = -\frac{1}{C_f}\int i_1 \, dt = -\frac{1}{R_1 C_f}\int u_i \, dt \tag{6.38}$$

上式表明输出电压与输入电压对时间的积分成比例，式中的负号表示两者反相。R_1C_f 称为积分时间常数。

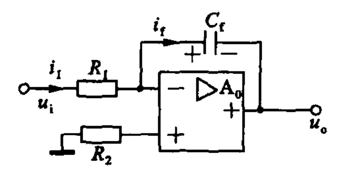


图 6.18 积分运算电路

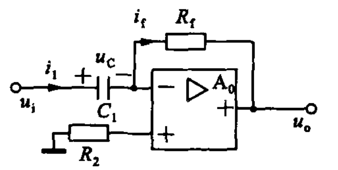


图 6.19 微分运算电路

6.3.6 微分运算电路

微分运算是积分运算的逆运算，将反相积分电路中的电阻和电容调换位置，就得到微分运算电路。如图 6.19 所示，由图可列出：

$$i_1 = C_1 \frac{\mathrm{d}u_C}{\mathrm{d}t} = C_1 \frac{\mathrm{d}u_i}{\mathrm{d}t}$$

$$u_o = -R_f i_f = -R_f i_1$$

所以

$$u_o = -R_f C_1 \frac{\mathrm{d}u_i}{\mathrm{d}t}$$

即输出电压与输入电压的微分成比例。

此外，使用集成运算放大器还可以组成对数、反对数、乘法、除法等运算电路，有兴趣的可查阅相关资料，这里就不赘述了。

思考与练习

6.3.1 集成运放应用于信号运算时工作在什么区域？

A. 非线性区　　B. 线性区　　C. 放大区　　D. 截止区

6.3.2 在图 6.20 的同相比例电路中，已知 $R_1=2\ \text{k}\Omega$，$R_f=10\ \text{k}\Omega$，$R_2=2\ \text{k}\Omega$，$R_3=18\ \text{k}\Omega$，$u_i=1\ \text{V}$，求 u_o。

6.3.3 反相比例电路如图 6.21 所示。其中 $R_1=10\ \text{k}\Omega$，$R_f=30\ \text{k}\Omega$，试估算它的电压放大倍数和输入电阻，并估算 R_2 的大小。

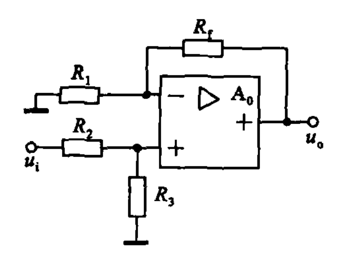


图 6.20 题 6.3.2 图

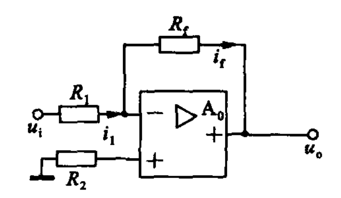


图 6.21 题 6.3.3 图

6.3.4 试用集成运放实现求和运算：

$$u_o = -(u_{i1} + 10u_{i2} + 2u_{i3})$$

电路的输入电阻不小于 5 kΩ，请选择电路的结构形式并确定电路参数。

*6.4 放大电路中的负反馈

6.4.1 反馈的基本概念

将放大器的输出信号(电压或电流),按一定路径回送到放大器输入端的过程称为**反馈**。施加反馈的放大器称为反馈放大器。

反馈放大器的方框图如图 6.22 所示。

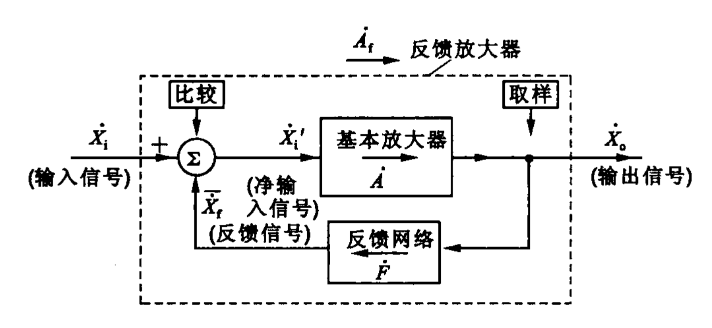


图 6.22 反馈放大器的方框图

图中虚线表示反馈放大器,其输入信号为 $\dot{X}_i$,输出信号为 $\dot{X}_o$。从图中可以看到,反馈放大器包含两部分,即基本放大器和反馈网络。**基本放大器的信号传输方向为输入到输出(正向);反馈网络的信号传输方向为输出到输入(反向)**。图中箭头方向就是信号的传输方向。若引回的反馈信号削弱输入信号而使放大电路的放大倍数降低,则是负反馈;若反馈信号增强了输入信号,则是正反馈。在放大电路中,一般都引入负反馈以改善放大电路的性能。本节只讨论放大电路中的负反馈。

在实际反馈放大器中判断是否为负反馈,可以以 $\dot{X}_f$ 的极性作为参照点,凡是 $\dot{X}_f$ 为正值,使 $\dot{X}_i'=\dot{X}_i-\dot{X}_f<\dot{X}_i$ 的反馈称为负反馈,这时,反馈放大器的增益 $\dot{A}_f$ 小于未加反馈前基本放大器的增益 $\dot{A}$,$\dot{F}$ 就是它的下降倍数。反之,凡是 $\dot{X}_f$ 为负值,致使 $\dot{X}_i'>\dot{X}_i$ 的反馈称为正反馈。

基本放大器的传输增益(也称开环增益或开环放大倍数)

$$\dot{A}=\frac{\dot{X}_o}{\dot{X}_i'} \tag{6.39}$$

反馈网络的传输系数(也称反馈系数)

$$\dot{F}=\frac{\dot{X}_f}{\dot{X}_o} \tag{6.40}$$

反馈放大器的闭环增益(也称闭环放大倍数)$\dot{A}_f$ 可由上图求出:

$$\dot{X}_i'=\dot{X}_i-\dot{X}_f \tag{6.41}$$

$$\dot{X}_f=\dot{F}\dot{X}_o \tag{6.42}$$

$$\dot{X}_o = \dot{A}\dot{X}_i' = \dot{A}(\dot{X}_i - F\dot{X}_o) \tag{6.43}$$

$$\dot{X}_o = \frac{\dot{A}}{1+\dot{A}\dot{F}}\dot{X}_i \tag{6.44}$$

所以闭环增益

$$\dot{A}_f = \frac{\dot{X}_o}{\dot{X}_i} = \frac{\dot{A}}{1+\dot{A}\dot{F}} \tag{6.45}$$

6.4.2　负反馈的四种类型

在负反馈放大器中，不同的连接方式对电路性能的影响是不一样的，为了进一步掌握负反馈电路性能的特点，有必要分析反馈放大器不同的连接方式。根据反馈网络和基本放大器在输出回路和输入回路采用的不同连接方式，反馈放大器可分为四种基本类型。若反馈量取自输出电压，并与之成正比，则称为**电压反馈**；若反馈量取自输出电流，并与之成正比，则称为**电流反馈**。若反馈量以电压的形式出现在输入端，与输入信号电压相串联，起分压作用，则称为**串联反馈**；若反馈量以电流的形式出现在输入端，与输入信号电流并联，起分流作用，则称为**并联反馈**。

所以负反馈有**电压串联负反馈**、**电压并联负反馈**、**电流串联负反馈**和**电流并联负反馈**四种基本类型。下面分别通过具体电路进行讨论，以期掌握正确判别各种反馈类型的方法和各类反馈的特点。

(1) 电压串联负反馈

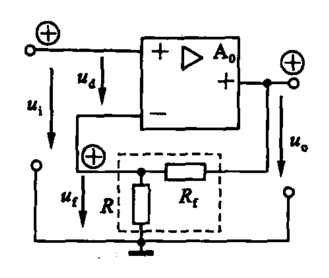


图 6.23　电压串联负反馈

正负反馈类型的判别可采用**瞬时极性法**，即先假定输入信号处于某一瞬时极性，然后推出电路中有关电压的瞬时极性和电流的瞬时流向，最后判断反馈信号是加强了还是削弱了输入信号。对图 6.23 所示电路，设想在放大器的输入端接入一个信号源，其瞬时极性如图中(+)所示，由于输入信号接在同相输入端，故输出端瞬时极性与输入信号同相，输出电压经反馈网络在 R_1 端产生的电压 u_f 与 u_o 同相，故 u_f 与 u_i 同相，于是放大器的净输入电压 $u_d(=u_i-u_f)$减小。输出电压 u_o 也随之减小，整个放大器的放大倍数降低，因此，引入的反馈是负反馈。

因为反馈电压

$$u_f = u_o\frac{R_1}{R_1+R_f}$$

反馈量与输出电压成比例，所以是电压反馈。

从输入端看，有 $u_d=u_i-u_f$，故为串联反馈。

综上所述，该电路为电压串联负反馈。

(2) 电压并联负反馈

在图 6.24 中，因为反馈电流

$$i_f = \frac{U_- - U_o}{R_f} \approx -\frac{U_o}{R_f}$$

反馈量与输出电压成比例，所以是电压反馈。

从输入端看，有 $i_d = i_i - i_f$，故为并联反馈。

根据瞬时极性法判断是负反馈，所以该电路为电压并联负反馈。

(3) 电流串联负反馈

在图 6.25 中，因为反馈电压 $u_f = i_o R_f$，反馈量与输出电流成比例，所以是电流反馈。

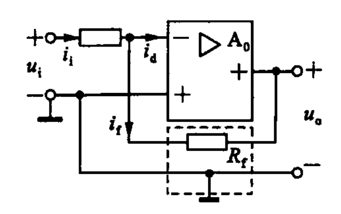


图 6.24 电压并联负反馈

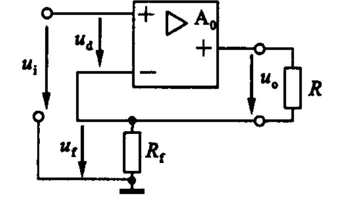


图 6.25 电流串联负反馈

又因为在输入端有 $u_d = u_i - u_f$，故为串联负反馈。

根据瞬时极性法判断是负反馈，所以该电路为电流串联负反馈。

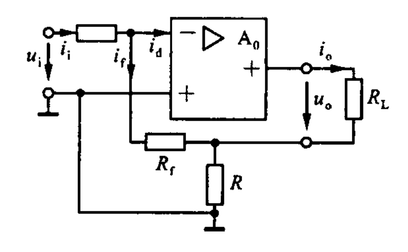


图 6.26 电流并联负反馈

(4) 电流并联负反馈

在图 6.26 中，因为反馈电流

$$i_f = i_o \frac{R}{R_f + R}$$

反馈量与输出电流成比例，所以是电流反馈。

又因为在输入端有

$$i_d = i_i - i_f$$

故为并联负反馈。

根据瞬时极性法判断是负反馈，所以该电路为电流并联负反馈。

从以上几个负反馈电路的判断过程中，可以总结出判断反馈类型的一般方法：

① 从(输出端)取样方式判断电压反馈与电流反馈

电压反馈：反馈信号的大小与输出电压成比例。

电流反馈：反馈信号的大小与输出电流成比例。

判断方法——输出短路法：假设输出端交流短路($R_L = 0$)，即 $u_o = 0$，若反馈信号消失了，则为电压反馈；若反馈信号仍然存在，则为电流反馈。

② 从(输入端)比较方式判断串联反馈和并联反馈

串联反馈：反馈信号与输入信号加在放大电路输入回路的两个电极。有

$$u_d = u_i - u_f$$

并联反馈：反馈信号与输入信号加在放大电路输入回路的同一个电极。有

$$i_d = i_i - i_f$$

对于三极管来说，反馈信号与输入信号同时加在三极管的基极或发射极，则为并联反馈；一个加在基极一个加在发射极则为串联反馈。

对于运算放大器来说，反馈信号与输入信号同时加在同相输入端或反相输入端，则为并联反馈；一个加在同相输入端一个加在反相输入端则为串联反馈。

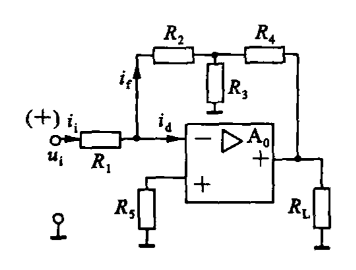


图 6.27　例 6.5 图

【例 6.5】 判断图 6.27 所示电路的反馈类型。

【解】 首先可用瞬时极性法判断正负反馈。

设想在放大器的输入端接入一个信号源，其瞬时极性如图中(＋)所示，由于输入信号接在反相输入端，故输出端瞬时极性与输入信号反相，输出电压经反馈网络接回到输入端，流进运放反相输入端的电流 $i_d=i_i-i_f$，与未接反馈网络时的情况相比，净输入 i_d 减少，故属负反馈。

因为在输入端有 $i_d=i_i-i_f$，所以是并联反馈。

在输出端，将负载电阻短路后，i_f 虽然依然存在，但是与输出电压无关，亦即反馈信号消失，是电压反馈。

综合起来，这是一个电压并联负反馈电路。

6.4.3　负反馈对放大电路性能的影响

(1) 提高放大倍数的稳定性

引入负反馈后，反馈放大器的增益 A_f 比 A 虽有降低，但其值的变化大大减小，增益的稳定性大大增加，增益的稳定性可用增益灵敏度来说明。

$$\mathrm{d}A_f=\frac{(1+AF)\cdot\mathrm{d}A-AF\cdot\mathrm{d}A}{(1+AF)^2}=\frac{\mathrm{d}A}{(1+AF)^2}$$

$$\frac{\mathrm{d}A_f}{A_f}=\frac{1}{(1+AF)}\cdot\frac{\mathrm{d}A}{A}\tag{6.46}$$

有反馈时，增益的稳定性比无反馈时提高了$(1+AF)$倍。

例如：设某反馈放大器，$1+AF=10$，当有某种原因使 A 变化了 5%时，A_f 的变化只有 0.5%，可见**引入负反馈可大大提高增益的稳定性**。

特别注意到在深度负反馈条件下，即当 $\dot{A}\dot{F}\gg1$ 时，有 $\dot{A}_f\approx\frac{1}{\dot{F}}$。

即闭环增益只取决于反馈网络。当反馈网络由稳定的线性元件组成时，闭环增益将有很高的稳定性。

(2) 改善放大器的非线性失真

放大器的非线性失真是由放大器中的晶体管、场效应管、集成运放等有源器件以及变压器等无源器件的固有非线性产生的。引入负反馈可使非线性减小。减小的原理可用图6.28来说明。

如图 6.28 所示，在没有引入负反馈时，由于基本放大器的非线性，使输入的正弦波在输出端输出时，变成了正半周幅度大、负半周幅度小的失真波形。

在引入负反馈后，输出端的失真波形反馈到输入端，与输入信号相减，使净输入信号幅度成为正半周小负半周大的波形。这个波形被放大输出后，正负半周幅度的不对称程度减小，非线性失真得到改善。

(3) 负反馈对输入电阻的影响

① 串联负反馈使输入电阻增加

串联负反馈时，反馈电压削弱输入电压，因此，在相同的输入电压 u_i 作用下，输入电流

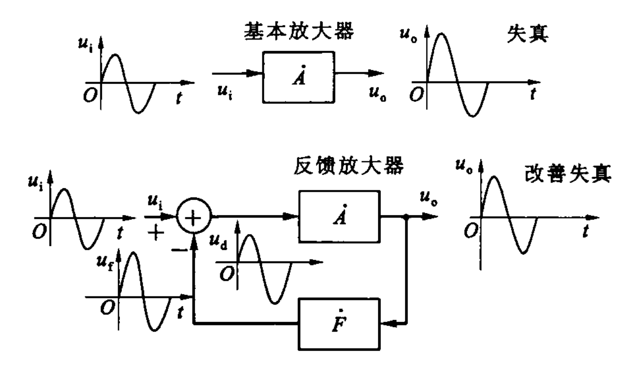


图 6.28 引入负反馈对失真的改善

i_i 要比无负反馈时小，闭环输入电阻比无反馈的开环输入电阻大，可见串联负反馈可提高放大器的输入电阻。

② 并联负反馈使输入电阻减小。

(4) 负反馈对输出电阻的影响

① 电压负反馈使输出电阻减小

电压反馈的放大电路具有输出电压的作用，即有恒压输出的特性，所以有电压反馈的放大电路的输出电阻很低。

② 电流负反馈使输出电阻提高。

(5) 引入负反馈还可以减小放大器的频率失真、扩展通频带和抑制干扰。

现将上述四类基本负反馈放大器的有关特性列于表 6.1，以便对照分析。

表 6.1 四类基本负反馈放大器特性表

反馈类型	在输入端的叠加方式	应采用的信号源类型	对输入电阻的影响	从输出端取样的信号类型	对输出信号的作用	对输出电阻的影响
电压串联	$u_d=u_i-u_f$	内阻小的电压源	增大	电压	稳定输出电压	减小
电压并联	$i_d=i_i-i_f$	内阻大的电流源	减小	电压	稳定输出电压	减小
电流串联	$u_d=u_i-u_f$	内阻小的电压源	增大	电流	稳定输出电流	增大
电流并联	$i_d=i_i-i_f$	内阻大的电流源	减小	电流	稳定输出电流	增大

思考与练习

6.4.1 负反馈放大器有哪几种类型？试说明各种类型负反馈放大器的开环放大倍数 A 和反馈系数 F 的含义。

6.4.2 引入负反馈对放大器的性能有哪几个方面的影响？

6.4.3 电压串联负反馈可以(　　)。

A. 提高 R_{id} 和 r_o　　B. 提高 R_{id} 降低 r_o

C. 降低 R_{id} 提高 r_o　　D. 降低 R_{id} 和 r_o

6.4.4 为了稳定放大电路的输出电流，应引入(　　)负反馈。

A. 电压　　B. 电流　　C. 串联　　D. 并联

6.5　应用举例

6.5.1　比较器

（1）电压比较器的作用

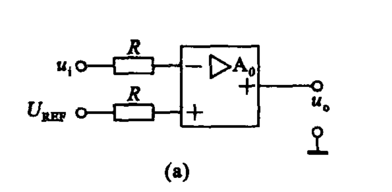
电压比较器的作用是对两个输入电压进行比较，并根据比较结果输出高、低两个电压，以满足后面连接的数字电路对 1 和 0 两个逻辑电平的要求。

电压比较器广泛用于信号处理、检测电平、波形产生电路、A/D 和 D/A 转换电路等。下面将介绍几种采用集成运放实现不同比较特性的电压比较器电路及其应用。

（2）具有不同比较特性的电压比较器电路

① 单限电压比较器

如图 6.29 所示。图中 u_i 为待比较的输入信号电压，U_{REF} 为输入参考电压。在这个电路 U_{REF} 就是比较器的门限电压。若集成运放是理想的，则当 u_i 通过 U_{REF} 时，输出电压发生突变，即：u_i 由大减小通过 U_{REF} 时，u_o 由低电平值 U_{omin} 上跃到高电平值 U_{omax}；而 u_i 由小增大通过 U_{REF} 时，则由高电平值 U_{omax} 下跃到 U_{omin}，相应的传输特性如图 6.29(b)所示。其中，U_{omax}、U_{omin} 是集成运放输出的两个极限电压，它们的数值分别比正、负电源电压 V_{CC} 和 $|V_{EE}|$ 低 1～2V。考虑到集成运放的实际特性，比较特性将偏离理想特性。此外，当 u_i 为阶跃电压时，由于瞬态效应，输出电平由高到低或由低到高都需经历一段建立时间，通常将这段时间称为传输时延。显然，可允许的最大变化速率将受到集成运放传输时延的限制。



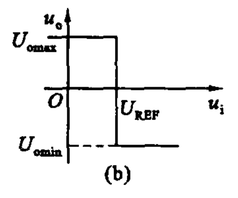


图 6.29　单限电压比较器

(a) 电路；(b) 传输特性

当比较器的门限电压 $U_{REF}=0$ 时，即输入信号电压和零电平比较，则输入信号电压 u_i 每次过零时，输出电压都产生相应的跳变。这种比较器称为过零比较器。其电路和传输特性如图 6.30 所示。图 6.30(c)所示为过零比较器应用的实例，输入电压为正弦波，每过零一次，输出电压都要产生一次跳变，于是把正弦波变成了矩形波。

② 滞回比较器

上面介绍的单限比较器输入信号达到某一门限电压时，输出状态立即转换。在实际工作中，如果比较器的输入信号在门限电压附近，由于干扰和噪音的影响，输出电压将会反复地由一种状态转换到另一种状态，造成输出状态不稳定。为此可以采用一种具有滞回特性的比较器，即滞回比较器。如图 6.31 所示。

从图 6.31 可以判断出，通过 R_f 引入的反馈是一个正反馈。

为了确定电路的门限电压，用叠加原理计算同相输入端的电压为

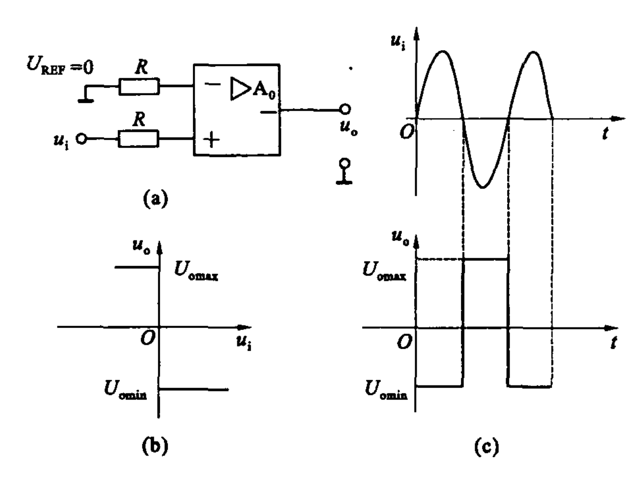


图 6.30 过零比较器

(a) 电路;(b) 传输特性;(c) 过零比较器将正弦波电压变换为矩形波电压

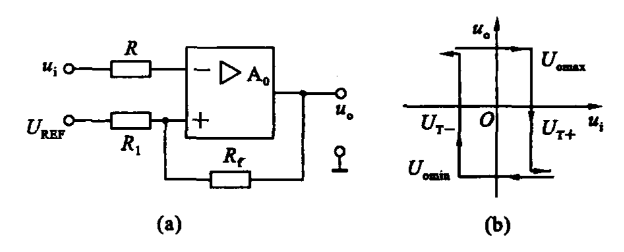


图 6.31 滞回比较器

(a) 电路;(b) 传输特性

$$u_+ = \frac{R_1}{R_1 + R_f}u_o + \frac{R_f}{R_1 + R_f}U_{REF} \tag{6.47}$$

由上式可知,由于正反馈作用,这种比较器的门限电压是随输出电压 u_o 的不同而改变的。在这个电路中,输出电压 u_o 只有 U_{omax} 和 U_{omin} 两个可能的值,因此,滞回比较器的门限电压也有两种可能:由 $u_o=U_{omax}$ 跳变到 U_{omin} 时有一个门限电压(用符号 U_{T+} 表示),由 $u_o=U_{omin}$ 跳变到 U_{omax} 时又有一个门限电压(用符号 U_{T-} 表示),将 $u_o=U_{omax}$ 和 $u_o=U_{omin}$ 分别代入上式,可求得 U_{T+} 和 U_{T-} 分别为

$$U_{T+} = \frac{R_f}{R_1 + R_f}U_{REF} + \frac{R_1}{R_1 + R_f}U_{omax} \tag{6.48}$$

$$U_{T-} = \frac{R_f}{R_1 + R_f}U_{REF} - \frac{R_1}{R_1 + R_f}U_{omin} \tag{6.49}$$

由以上表达式可知,U_{T+} 总是大于 U_{T-},二者之差称为门限宽度或回差。用符号 ΔU_T 表示,图 6.31 滞回比较器的门限宽度为:

$$\Delta U_T = U_{T+} - U_{T-} = \frac{2R_1}{R_1 + R_f}U_{omax} \tag{6.50}$$

图 6.32 表示出滞回比较器如何将正弦波电压变换为矩形波电压。

6.5.2 *RC* 正弦波振荡器

正弦振荡器:即不需要任何输入信号,能产生稳定输出的一定幅度和频率的正弦波。为

了产生正弦波，要求电路接成正反馈。这是构成正弦振荡电路的首要条件。

用 RC 选频网络实现正弦振荡的电路如图 6.33 所示。

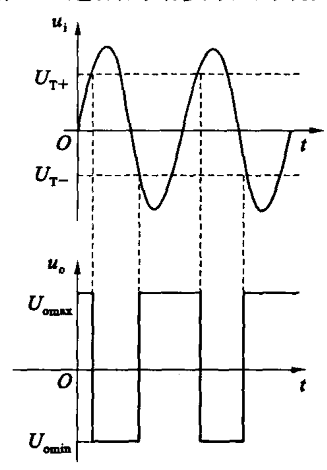


图 6.32　滞回比较器将正弦波电压变换为矩形波电压

图 6.33　RC 振荡电路

电路由三部分组成：放大器 A 部分；RC 串并联网络 $F(+)$——形成正反馈；两只电阻构成了负反馈支路 $F(-)$——稳定振荡幅度。

电路是如何振荡起来的呢？

RC 串并联网络的频率特性可用下式表示

$$\dot{F}(+)=\frac{\dot{U}_f}{\dot{U}_o}=\frac{\dfrac{R_2 /\!/ \dfrac{1}{j\omega C_2}}{R_1+\dfrac{1}{j\omega C_1}+R_2 /\!/ \dfrac{1}{j\omega C_2}}\dot{U}_o}{\dot{U}_o}$$

$$=\frac{1}{\left(1+\dfrac{C_2}{C_1}+\dfrac{R_1}{R_2}\right)+j\left(\omega R_1 C_2-\dfrac{1}{\omega R_2 C_1}\right)}$$

当参数选取 $R_1=R_2=R, C_1=C_2=C$ 后，令

$$\omega_0=\frac{1}{RC} \tag{6.51}$$

则

$$\dot{F}(+)=\frac{\dot{U}_f}{\dot{U}_o}=\frac{1}{3+j\left(\dfrac{\omega}{\omega_0}-\dfrac{\omega_0}{\omega}\right)} \tag{6.52}$$

正反馈网络的幅频表达式

$$|F(+)|=\frac{1}{\sqrt{3^2+\left(\dfrac{\omega}{\omega_0}-\dfrac{\omega_0}{\omega}\right)^2}} \tag{6.53}$$

正反馈网络的相频表达式

$$\varphi_{F(+)}=-\arctan\left(\frac{\dfrac{\omega}{\omega_0}-\dfrac{\omega_0}{\omega}}{3}\right) \tag{6.54}$$

频率特性如图 6.34 所示。

(1) 当 $\omega=\omega_0=\frac{1}{RC}$或 $f_0=\frac{1}{2\pi RC}$时电路为正反馈，而且正反馈最强。所以，只有在此时才能产生单一频率的振荡。

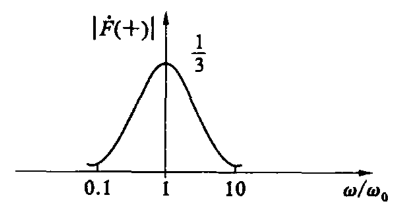
(2) $\omega=\omega_0$ 时

$$|F(+)|=\frac{1}{3} \tag{6.55}$$

所以有

$$\dot{A}_f=\frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_{F(+)}}=\frac{\dot{U}_o}{\frac{1}{3}\dot{U}_o}=1+\frac{R_2}{R_1}=3 \tag{6.56}$$

这又说明，只要有大于 3 倍的闭环增益，电路就能起振。3 倍的闭环增益可方便地通过调节负反馈网络的两只电阻实现。



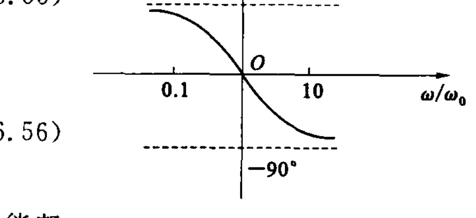


图 6.34 正反馈网络的频率特性

起振后，如不加稳幅措施，则输出幅度会越来越大，最终出现非线性失真(饱和和截止失真)→停振→又慢慢起振→……。稳幅过程实际上是使环路增益自动保持在 1(即$|\dot{A}\dot{F}|=1$)的过程。

当输出幅度增加时，希望负反馈加强；幅度减少时，负反馈减弱。这个过程可由负反馈网络实现，如 R_1'固定，则 R_2'用负温度系数的热敏电阻；如 R_2'固定，则 R_1'用正温度系数的热敏电阻。

RC 正弦振荡只适合于低频振荡，振荡频率在 1 Hz～1 MHz 范围内。

习 题

6.1 差动电路如图 6.35 所示，已知 T_1、T_2 管的 $\beta=100$，$r_{be}=10.3\ k\Omega$。

(1) 求电路的静态工作点；

(2) 求差模电压放大倍数；

(3) 求差模输入电阻。

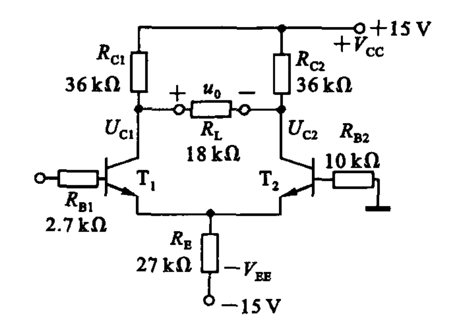


图 6.35 习题 6.1

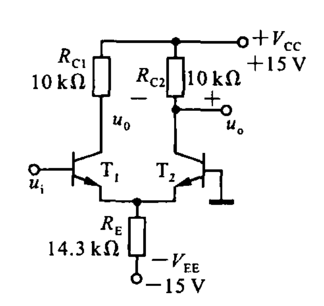


图 6.36 习题 6.2

6.2 图 6.36 所示的是单端输入-单端输出差动放大电路，已知 $\beta=50$，$U_{BE}=0.7$ V，试计算电压放大倍数 $A_{ud}=\frac{u_o}{u_i}$。

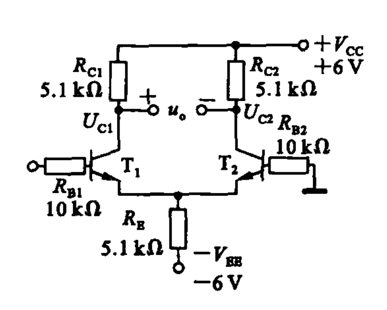


图 6.37　习题 6.3

6.3　在图 6.37 所示的差动放大电路中，$\beta=50$，$U_{BE}=0.7$ V，输入电压 $U_{i1}=0.7$ mV，$U_{i2}=3$ mV。

(1) 计算放大电路的静态值 I_B，I_C 及各电极的电位 V_C，V_E 和 V_B；

(2) 把输入电压 U_{i1}，U_{i2} 分解为共模分量 U_{ic1}，U_{ic2} 和差模分量 U_{id1}，U_{id2}；

(3) 求单端共模输出 U_{oc1} 和 U_{oc2}；

(4) 求单端差模输出 U_{od1} 和 U_{od2}；

(5) 求单端总输出 U_{o1} 和 U_{o2}；

(6) 求双端共模输出 U_{oc}，双端差模输出 U_{od} 和双端总输出 U_o。

6.4　电路如图 6.38 所示，已知 $u_{i1}=1$ V，$u_{i2}=2$ V，$u_{i3}=3$ V，$u_{i4}=4$ V，$R_1=R_2=2$ kΩ，$R_3=R_4=R_F=1$ kΩ，试计算输出电压 u_o。

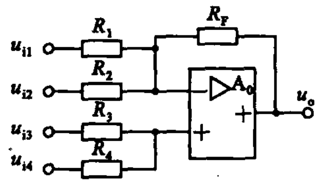


图 6.38　习题 6.4

图 6.39　习题 6.5

6.5　图 6.39 是利用两个运放组成的高输入电阻的差动放大电路。试求出 u_o 与 u_{i1} 和 u_{i2} 的运算关系。

6.6　已知加法器的运算关系为 $u_o=-(5u_{i1}+10u_{i2}+0.2u_{i3})$，且反馈电阻 $R_F=100$ kΩ，画出电路图，并计算电路中各电阻的值。

6.7　求出图 6.40 所示积分器输出电压 u_o 的表达式。

6.8　图 6.41 所示电路是比例-微分运算电路，试求输出电压 u_o 的表达式。

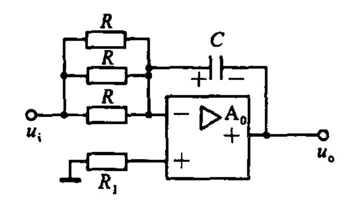


图 6.40　习题 6.7

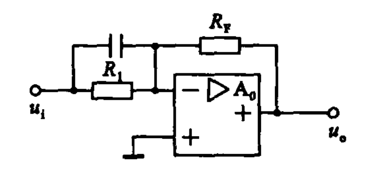


图 6.41　习题 6.8

6.9　差动电路如图 6.42 所示，已知 T_1、T_2 管的 $\beta=100$，$r_{be}=3.8$ kΩ。

(1) 估算 T_2 管的静态工作点 I_{CQ2}，V_{CEQ2}；

(2) 估算共模抑制比 K_{CMR}。

6.10　试用集成运放实现以下运算关系 $u_o=5\int(u_{i1}-0.2u_{i2}+3u_{i3})\mathrm{d}t$，并要求各路输入电阻至少为 100 kΩ。请选择电路结构形式并确定电路参数。

6.11　在图 6.43 中，设 $u_i=\sin\omega t$，求 u_o。

6.12　一个电压串联负反馈放大器，$\dot{A}_u=10^3$，$\dot{F}_u=0.01$。

(1) 求闭环放大倍数 $\dot{A}_{uf}$；

(2) 当 $|\dot{A}_u|$ 下降了 20%，此时的闭环放大倍数是多少？

6.13　试判断图 6.44 中各电路是什么反馈？若是负反馈并指出反馈类型。

6.14　已知一个负反馈放大电路的 $A=10^5$，$F=2\times10^{-3}$。

(1) 求 A_f；

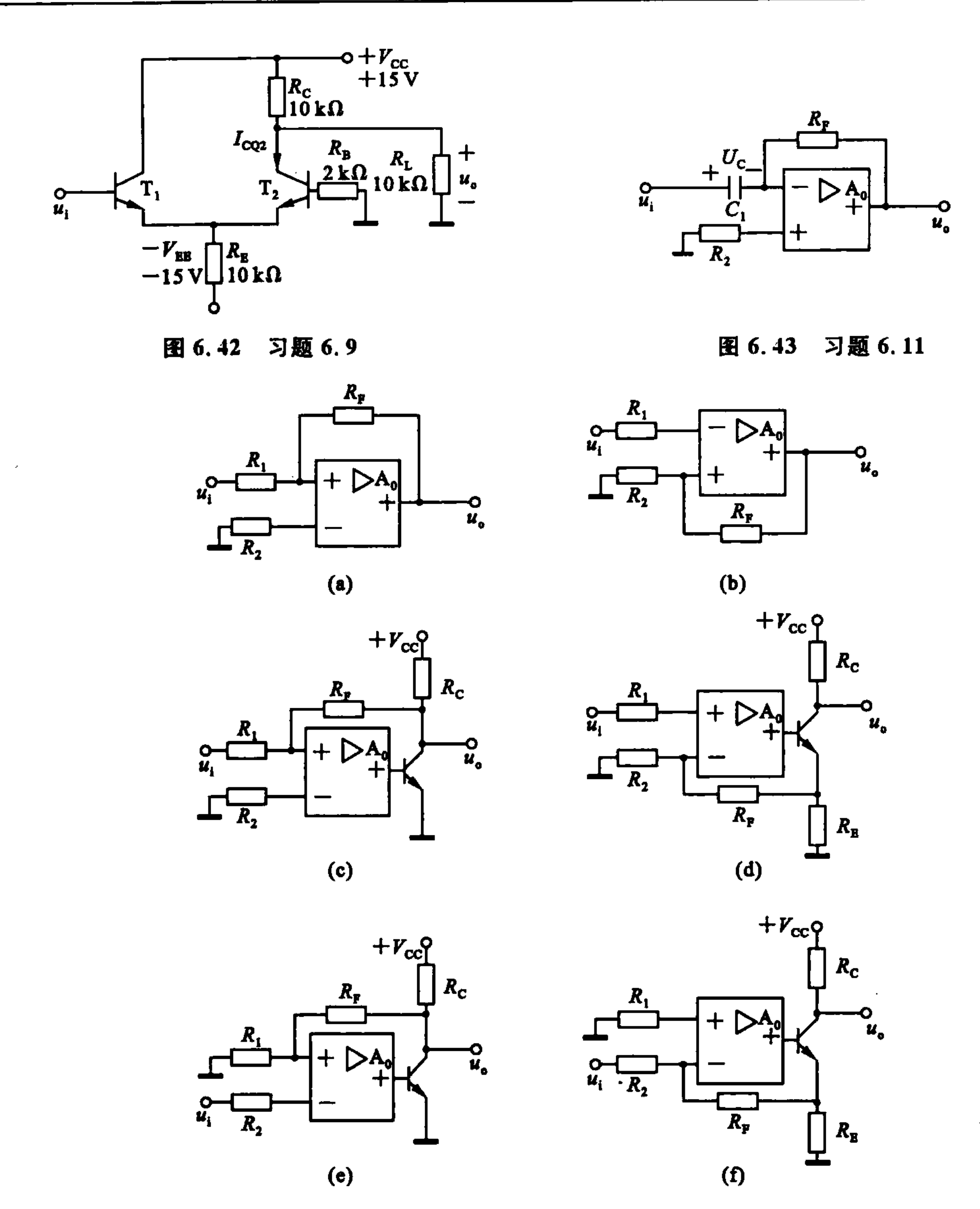


图 6.42　习题 6.9

图 6.43　习题 6.11

图 6.44　习题 6.13

(2) 若 A 的相对变化率为 20%，则 A_f 的相对变化率为多少？

6.15　已知一个电压串联负反馈放大电路的电压放大倍数 $A_{uf}=20$，其基本放大电路的电压放大倍数 A_u 的相对变化率为 10%，A_{uf}的相对变化率小于 0.1%，试问 F 和 A_u 各为多少？

6.16　电路如图 6.45 所示，已知集成运放的开环差模增益和差模输入电阻均近于无穷大，最大输出电压幅值为±14 V。填空：

电路引入了________(填入反馈组态)负反馈，电路的输入电阻趋近于________，电压放大倍数 $A_{uf}=\Delta u_o/\Delta u_i\approx$________。设 $u_i=1$ V，则 $u_o\approx$________ V；若 R_1 开路，则 u_o 变为________ V；若 R_1 短路，则 u_o 变为________ V；若 R_2 开路，则 u_o 变为________ V；若 R_2 短路，则 u_o 变为________ V。

6.17　为了用低值电阻实现高电压增益的比例运算，常用一 T 形网络来代替 R_F，如图 6.46 所示，试证明

$$\frac{u_o}{u_i}=-\frac{R_2+R_3+R_2R_3/R_4}{R_1}$$

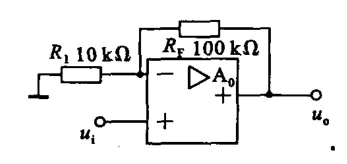


图 6.45　习题 6.16

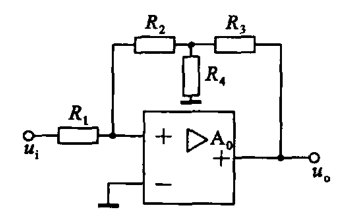


图 6.46　习题 6.17

6.18　积分电路如图 6.47(a)所示，设运放是理想的，已知初始状态时 $u_C(0)=0$ V，试回答下列问题：

(1) 当 $R_1=100$ kΩ，$C_F=2$ μF，若突然加入 $u_i(t)=1$ V 的阶跃电压，求 1 s 后输出电压 u_o 的值；

(2) 当 $R_1=100$ kΩ，$C_F=0.47$ μF，输入电压波形如图 6.47(b)所示，试画出 u_o 的波形，并标出 u_o 的幅值和回零时间。

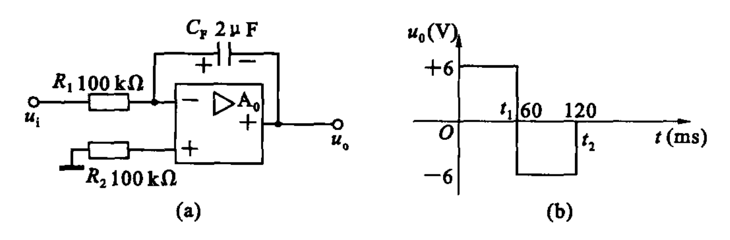


图 6.47　习题 6.18

6.19　试分别求图 6.48 所示各电路的电压传输特性。

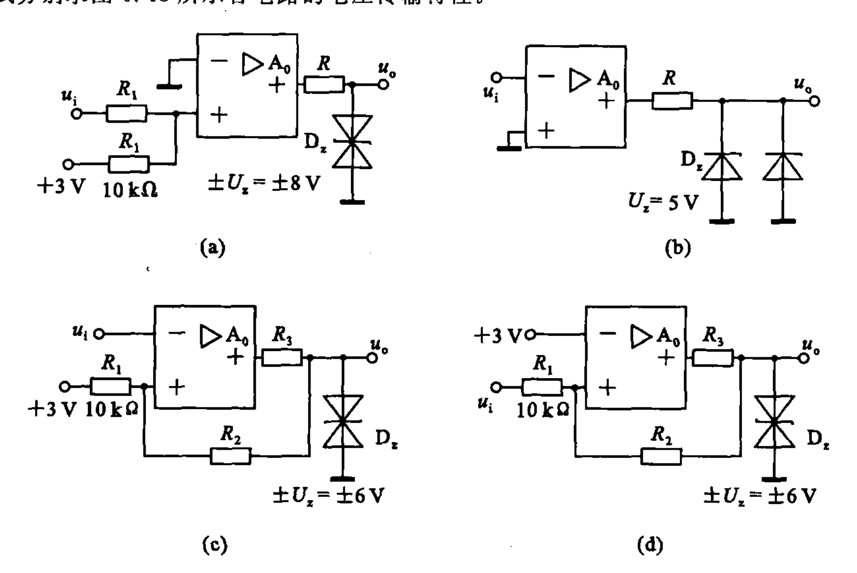


图 6.48　习题 6.19

6.20　试将正弦波电压转换为二倍频锯齿波电压，要求画出原理框图来，并定性画出各部分输出电压的波形。

7 直流稳压电源

内容提要

电子线路都需要稳定的直流电源。直流电源通常是利用二极管的单向导电作用，将220 V、50 Hz交流电变为单向脉动直流电而获得，这一过程称为整流；然后经过滤波电路滤去脉动成分，使它成为平滑的直流电。本章主要介绍直流稳压电源组成环节的工作原理，基本电路和有关参数。然后介绍目前广泛应用的三端集成稳压器及其应用。

本章重点

单相桥式整流电路的电路结构和工作原理。串联型稳压电源的工作原理与设计。三端集成稳压器的参数及选用。

本章难点

串联型稳压电源的工作原理；滤波电容和调整管的计算和选择。

易疏忽的问题

分析整流滤波电路时，应注意电压、电流的最大值、有效值、平均值的意义和符号，不要混淆。特别要注意二极管的最大反向电压和电容的耐压是指最大值。

7.1 概　　述

普通直流稳压电源的组成如图7.1方框图所示。

各环节的主要功能如下：

电源变压器：将工频交流电网电压 u_1 变为合适的交流电压 u_2。

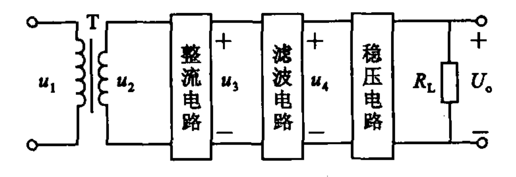


图7.1　直流稳压电源的方框图

整流电路：利用二极管的单向导电性，将交流电压 u_2 变为脉动的直流电压 u_3。

滤波电路：将脉动直流电压 u_3 转变为平滑的直流电压 u_4。

稳压电路：清除电网波动及负载变化的影响，保持输出电压 U_o 的稳定。

各环节输出电压的波形图如图7.2所示。

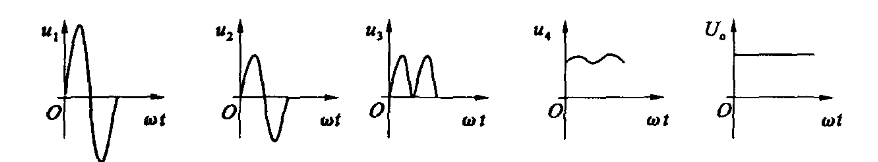


图 7.2　各环节输出电压的波形图

7.2　单相桥式整流电路

整流电路利用二极管的单向导电特性将电源变压器输出的交流电变换成单方向流动的直流电。在小功率整流电路中，常见的整流电路有半波整流、全波整流和桥式整流等。本节介绍应用最普遍的单相桥式整流电路。

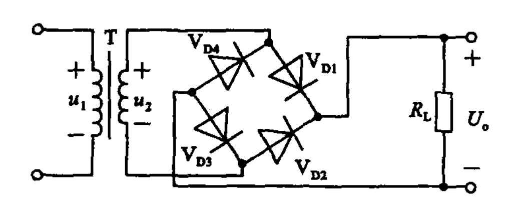
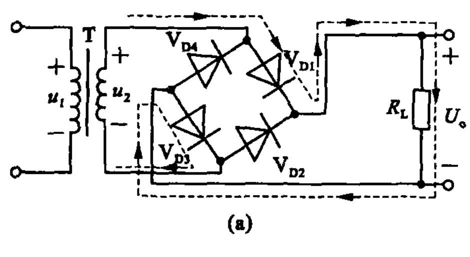


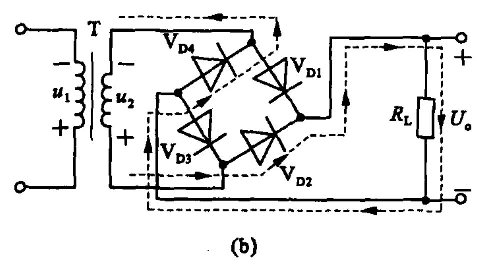
图 7.3　单相桥式整流电路

单相桥式整流电路如图 7.3 所示，图中 T 是电源变压器，其作用是将交流电网电压 u_1 变成整流电路需要的交流电压 u_2，R_L 是要求直流供电的负载电阻。4 个整流二极管组成一个电桥，变压器次级线圈和 R_L 分别接到电桥的两个对角线的两端。注意在这里变压器次级两端均不接地。

单相桥式整流电路的工作原理可用图 7.4 来说明。当 u_2 为正半周时（上端为正，下端为负），二极管 V_{D1}、V_{D3} 导通，V_{D2}、V_{D4} 截止，电流沿着图 7.4(a) 中虚线上箭头所指方向流过 R_L；而当 u_2 为负半周时（上端为负，下端为正），V_{D1}、V_{D3} 截止，V_{D2}、V_{D4} 导通，电流沿着图 7.4(b) 中虚线上箭头所指方向流过 R_L。由于在 u_2 的两个半周中，流过 R_L 的电流方向相同，所以桥式整流电路输出的电流是单向电流，但脉动性较大。单相桥式整流电路的输出电压波形可参见图 7.2。



(a)



(b)

图 7.4　单相桥式整流电路工作原理图

单相桥式整流电路的主要参数有：

(1) 整流输出电压的平均值

负载电压 U_o 的平均值为：

$$U_o = \frac{1}{\pi}\int_0^{\pi} u_o \mathrm{d}(\omega t) = \frac{1}{\pi}\int_0^{\pi} \sqrt{2}U_2 \sin(\omega t)\mathrm{d}(\omega t)$$

$$= \frac{2\sqrt{2}}{\pi}U_2 = 0.9U_2 \tag{7.1}$$

(2) 负载上的(平均)电流

$$I_L = \frac{U_o}{R_L} \tag{7.2}$$

(3) 二极管上流过的电流

在桥式整流电路中，每个二极管只有半周导通。因此，流过每只整流二极管的平均电流 I_D 是负载平均电流的一半。即

$$I_D = 0.5I_L \tag{7.3}$$

（4）桥式整流电路中每个二极管所承受的最大反向电压

$$U_{drmax} = \sqrt{2}U_2 \tag{7.4}$$

思考与练习

7.2.1 在单相桥式整流电路中，若有一只整流管接反，则__________。

A. 输出电压约为 $2U_2$　　B. 输出电压约为 $0.45U_2$　　C. 整流管将因电流过大而烧坏

7.2.2 在单相桥式整流电路四个二极管中，若其中一个断开或击穿短路，分别会造成什么后果？

7.2.3 在单相桥式整流电路中，若负载电阻不慎被短接，会造成什么后果？

7.2.4 图 7.5 所示单相桥式整流电路中，已知 $u_2=100$ V，$R_L=2$ kΩ，若忽略二极管的正向电压降和反向电流，试求：

（1）R_L 两端电压的平均值 U_o；

（2）流过 R_L 的电流平均值 I_L；

（3）流过二极管的直流电流 I_D 及二极管承受的最高反压 U_{drmax}。

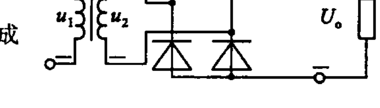


图 7.5 题 7.2.4 图

7.3 电容滤波电路

整流电路的输出电压，虽然方向不变，但脉动较大，含有较大的交流成分。在大多数电子设备中，脉动很大的直流电会带来严重的不良影响。因此在整流以后还要加滤波电路，将脉动的直流电变为比较平滑的直流电。在小功率直流电源中，常用的滤波电路有电容滤波、Γ 型滤波、Π 型滤波等，本节只介绍电容滤波电路，其结构如图 7.6 所示。

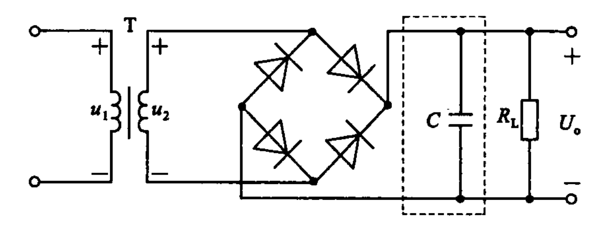


图 7.6 电容滤波电路

在脉动直流电刚接上时，电容中本来没有电荷，电容上电压从零开始上升，充电速度取决于充电电路的时间常数$(r_d // R_L)C$。由于 $r_d \ll R_L$，所以充电时间常数近似为 $r_d C$，充电速度快，u_o 迅速上升。当 $\omega t = \omega t_1$ 时有 $u_2 = u_o$，此后 u_2 低于 u_{oVD}截止，这时电容 C 通过 R_L 放电，放电时间常数为 $R_L C$，放电速度慢，u_o 变化平缓。以后当到达 $\omega t = \omega t_2$ 时，u_2 又变化到比 u_o 大，又开始充电过程。从图 7.7 中的波形图可以看出，由于电容 C 的储能作用，R_L 上的电压波动大大减小了。

时间常数 $\tau = R_L C$ 越大，电容放电越慢，输出电压 u_o 波形越平稳，不同 $R_L C$ 的输出波形如图 7.8 所示。

当 $R_L C$ 很大时，输出为一直流电压

$$u_o = U_o = U_{2m} \tag{7.5}$$

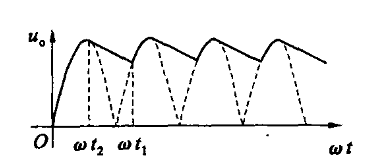


图 7.7　桥式整流电容滤波工作波形图

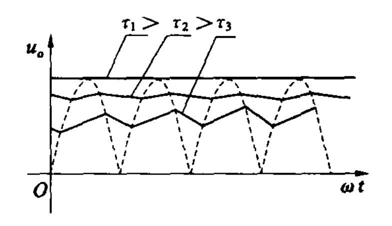


图 7.8　放电时间常数对输出电压的影响

而当负载电流较大时，输出的直流分量 U_o 要减少，一般有

$$U_o \approx (1.0 \sim 1.2)U_2 \tag{7.6}$$

式中 U_2 为变压器次级电压有效值。流过整流管的平均直流电流 I_D 为

$$I_D = I_L = \frac{U_o}{R_L} \tag{7.7}$$

整流管所承受的最大反向电压 U_{drmax} 为

$$U_{drmax} = U_{2m} + U_o \approx 2U_{2m} \tag{7.8}$$

【例 7.1】　设计一个桥式整流电容滤波电路，用 220 V、50 Hz 交流供电，要求输出直流电压 U_o=45 V，负载电流 I_L=200 mA。

【解】（1）电路

电路如图 7.9 所示。

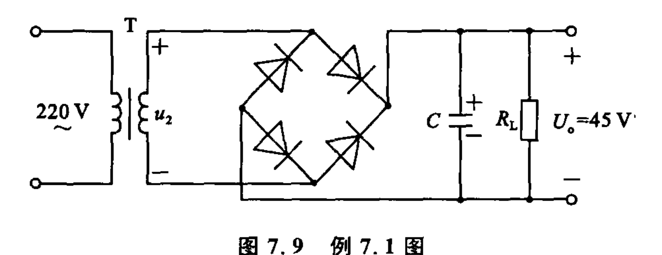


图 7.9　例 7.1 图

（2）整流二极管的选择

$$I_D = 0.5I_L = 0.5 \times 200 = 100 \text{ mA}$$
$$U_o = 1.2\,U_2$$

所以

$$U_2 = \frac{U_o}{1.2} = \frac{45}{1.2} = 37.5 \text{ V}$$

每个二极管承受的最大反向电压

$$U_{drmax} = \sqrt{2}U_2 = 1.4 \times 37.5 = 52.5 \text{ V}$$

根据 I_D 和 U_{drmax} 进行选管。可选用整流二极管 2CP31B(最大整流电流为 250 mA，最大反向工作电压为 100 V)。

（3）滤波电容 C 的确定

一般应使放电时间常数 R_LC 大于电容 C 的充电周期 3～5 倍。对桥式整流来说，C 的充电周期等于交流电网周期的一半，即

$$R_LC \gg \frac{(3 \sim 5)T}{2}$$

负载电阻可由输出电压和负载电流算出

$$R_L = \frac{U_o}{I_L} = \frac{45}{0.2} = 225\ \Omega$$

$$R_L C = \frac{4T}{2} = 2T \qquad C = 2 \times \frac{0.02}{225} = 178\ \mu F$$

取

$$C = 200\ \mu F$$

（4）对电源变压器 T 的要求

变压器次级线圈电压的有效值 U_2 在前面已经求出，为 37.5 V。变压器次级线圈电流有效值 I_2 比 I_L 大，I_2 与 I_L 的关系取决于电流脉冲波形的形状，波形愈尖，有效值越大。一般取 $I_2 \approx (1.1 \sim 3)\ I_L$，这里取：

$$I_2 = 1.5 I_L = 1.5 \times 200 = 300\ mA$$

这样电源变压器的绕制就有了依据。

思考与练习

7.3.1　滤波电路的目的是__________。

A. 将交流变为直流　　B. 将高频变为低频　　C. 将交、直流混合量中的交流成分滤掉

7.3.2　滤波电容充电和放电时的时间常数是否一样？为什么？

7.3.3　一单相桥式整流电容滤波电路的输出电压 $U_o = 30$ V，负载电流为 250 mA，试选择整流二极管的型号和滤波电容 C 的大小，并计算变压器次级的电流、电压值。

7.3.4　图 7.10 所示为单相桥式整流、电容滤波电路。用交流电压表测得变压器副边电压 $U_2 = 20$ V，$R_L = 40\ \Omega$，$C = 1000\ \mu F$。试问：

（1）正常时 U_o 的值。

（2）如果电路中有一个二极管开路，U_o 是否为正常值的一半？

（3）如果测得的 U_o 为下列数值，可能出了什么故障？并指出原因。

A. $U_o = 28$ V　　　　B. $U_o = 18$ V　　　　C. $U_o = 9$ V

图 7.10　题 7.3.4 图

7.4　稳压电路

整流滤波电路虽然能够将交流电变成平滑的直流电，但是当交流电网电压或负载变化时，其输出直流电压将是不稳定的，因此，大多数电子设备还需在滤波电路之后设置稳压电路，使输出电压保持基本恒定。

稳压电源的主要性能指标主要有

（1）稳压系数 S 定义为

$$S = \left. \frac{\Delta u_i / u_i}{\Delta u_o / u_o} \right|_{R_L = C} \tag{7.9}$$

S 越大，稳压性能越好。

（2）输出电阻（电源内阻）R_o 定义为

$$R_o = \left| \frac{\Delta u_o}{\Delta i_L} \right|_{u_i = C} \tag{7.10}$$

R_o 越小，稳压性能越好。

（3）输出纹波电压是指电源输出端的交流电压分量。它的大小主要取决于滤波和稳压

电路的质量，也与整流电路的形式有关。

下面分别介绍由分立元件构成的串联稳压电路和集成稳压器。

7.4.1　串联型晶体管稳压电路

串联型稳压电源是得到广泛使用的一种稳压电路，它的优点是输出电压的稳定度很高，输出电压可以调节大小，输出电流也可调节大小。

串联型稳压电源主要由基准电压源、采样环节、比较环节、放大环节、调整管等几部分构成。其原理框图如图 7.11 所示：

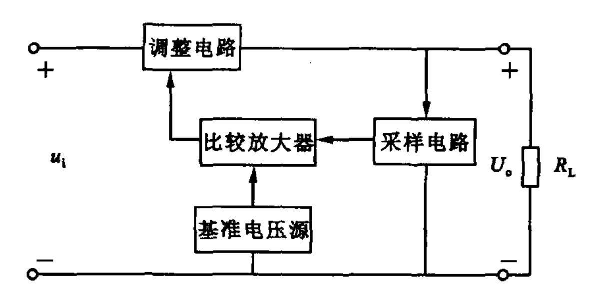


图 7.11　串联型稳压电源原理框图

从原理框图可以看出，它是由基准电压源、比较放大器、调整电路和采样电路等几部分组成的。

串联型稳压电源的基本电路如图 7.12 所示。

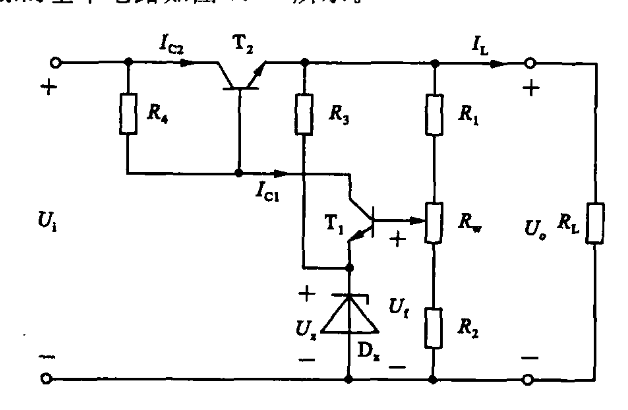


图 7.12　串联型稳压电源的基本电路

基本电路各组成部分的作用结合图 7.12 介绍如下：

（1）基准电压源

基准电压源由稳压管 D_z 和限流电阻 R_3 组成，稳压管两端电压 U_z 是一个稳定度很高的直流电压，作为比较放大电路的基准电压。

（2）采样电路

采样电路取出输出电压的一部分送至比较放大器，由图中的 R_1、R_2 和 R_w 组成。采样输出电压可按下式计算

$$U_f = \frac{R_2 + R_2'}{R_1 + R_2 + R_w} U_o \tag{7.11}$$

（3）比较放大电路

是由 T_1 管构成的直流放大器，它将采样电压与基准电压的差值放大后，去控制调整电路的输出电压。

(4) 调整电路

调整电路受比较器控制来调整输出电压，要求有足够大的电流和承受较大的耗散功率。

稳压工作原理：

当输入电压 U_i 减小(或负载电流 I_L 增大)，引起输出电压 U_o 降低时，采样电压 U_f 就减小，T_1 管的基-射极电压 U_{BE1} 也减小，其基极电流 I_{B1} 下降，集-射极电压 U_{CE1} 上升。U_{C1} 上升，于是，T_2 管的 U_{BE2} 增大，集电极电流 I_{C2} 增加，U_{CE2} 减小，输出电压 U_o 上升，使之保持稳定。这个自动调整过程可表示如下：

$$U_i\downarrow(\text{或 } I_L\uparrow)\rightarrow U_o\downarrow\rightarrow U_{BE1}\downarrow\rightarrow I_{B1}\downarrow\rightarrow I_{C1}\downarrow\rightarrow U_{CE1}\uparrow$$

$$U_o\uparrow\leftarrow U_{CE2}\downarrow\leftarrow I_{C2}\uparrow\leftarrow I_{B2}\uparrow\leftarrow U_{BE2}\uparrow$$

同理，当输入电压 U_i 增大(或负载电流 I_L 减小)使输出电压 U_o 升高时，也能保持输出电压稳定。

调节电位器 R_w 即可改变输出电压 U_o 的大小。

这种稳压电路的主回路是由起调整作用的三极管 T_2 与负载电阻 R_L 串联而成并在电路中引入了电压串联负反馈，故称为串联反馈式稳压电路。

【例 7.2】 在图 7.12 中，$U_i=18$ V，$U_z=4$ V，$R_1=R_2=R_w=4.7$ kΩ，求输出电压的调节范围。

【解】

$$U_{omin}=\frac{R_1+R_2+R_w}{R_2+R_w}U_z=\frac{4.7+4.7+4.7}{4.7+4.7}\times4=6\text{ V}$$

$$U_{omax}=\frac{R_1+R_2+R_w}{R_2}U_z=\frac{4.7+4.7+4.7}{4.7}\times4=12\text{ V}$$

所以输出电压的调节范围是 6 V 至 12 V。

7.4.2 集成稳压电路

随着集成工艺的发展，已将线性稳压电路制作成集成芯片，成为集成稳压电路。集成稳压电路与一般分立元件的稳压电路比较，具有稳压性能好，可靠性高，组装和调试方便等优点，因此获得了广泛的应用。目前集成稳压电路已发展到数百个品种，常用的集成稳压电路有下列几种：

(1) 三端固定电压式集成稳压器

这类稳压器有输入、输出和公共端这三个端子。输出电压由制造厂家预先调整好，使用时不能调节。采用 F-1、F-2 型等标准晶体管外壳，或 S-7 型功率塑料外壳，如图 7.13 是三端固定电压集成稳压器外形图。这类稳压器常用的有 W78XX 系列和 W79XX 系列等。

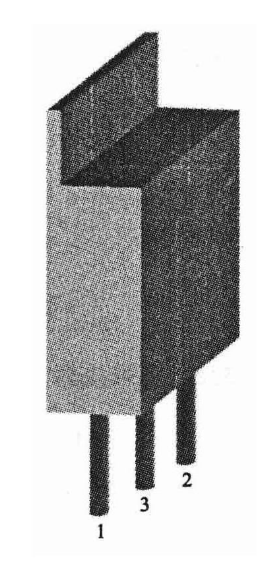


图 7.13 三端固定电压式集成稳压器外形图

W78MXX 系列和 W78XX 系列是三端固定正压集成稳压器。两个系列的区别是输出电流不同，W78MXX 为 0.5 A，

W78XX 为 1.5 A。输出电压有 5 V、6 V、9 V、12 V、18 V、24 V等各挡，W79MXX 系列和 W79XX 系列是三端固定负压集成稳压器，与 W78MXX 系列和 W78XX 系列相对应。XX 表示输出电压的大小，例如 W7805，则表示输出电压为 5 V，如果 W7812，则表示输出电压为 12 V。

(2) 三端电压可调式集成稳压器

这种稳压器有万能通用电源之称，外接少量元件就可以得到较大范围内的输出电压，使用十分方便，并能获得较高的稳压精度。常用的有 LM117/217/317 和 LM137/237/337 等。

(3) 跟踪稳压器（正、负电源集成稳压器）

在要求正负电源对称的场合（如运算放大器等），就需采用跟踪稳压器。跟踪稳压器能保证正、负输出电压始终是平衡的，中点始终为地电位，并具有自动跟踪能力。常用的有 MC1568/MC1468 等。

思考与练习

7.4.1 串联型稳压电路中的放大环节所放大的对象是________。

A. 基准电压　　B. 采样电压　　C. 基准电压与采样电压之差

7.4.2 直流电源中的调整管工作在放大状态还是工作在开关状态？

7.5 应用举例——集成稳压器的应用

7.5.1 典型应用

集成稳压器的典型应用电路如图 7.14 所示，输入端电容 C_1 用来减小输入电压中的纹波。输出端电容 C_2 用来改善瞬态负载响应特性。要求输出电压不同时，可选用不同型号的集成稳压器。此外，还应当按要求的输出电流选用适当的型号。

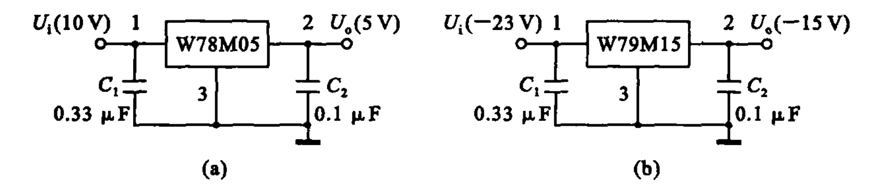


图 7.14 集成稳压器的典型应用电路

7.5.2 扩展应用

(1) 提高输出电压的方法

三端固定电压集成稳压器的最高电压为 24 V。当需要提高输出电压时，可以采用如图 7.15(a)所示的升压电路。

电阻 R_1 两端电压为稳压器的标称输出电压。整个稳压电源的输出电压 U_o 由下式决定：

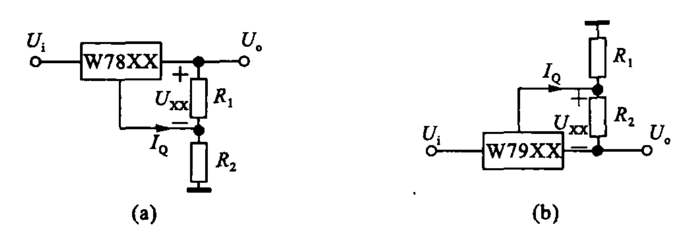


图 7.15 升压电路

$$U_o = U_{XX} + (\frac{U_{XX}}{R_1} + I_Q)R_2 = (1 + \frac{R_2}{R_1})U_{XX} + I_Q R_2 \tag{7.12}$$

式中，U_{XX}为三端稳压器 W78XX 的标称输出电压；I_Q 为三端稳压器 W78XX 的静态工作电流。一般三端稳压器的 I_Q 约为几毫安。当 R_1、R_2 的阻值较小时，静态电流 I_Q 在电阻 R_2 两端的电压降 I_{QR2}可以忽略。这样式(7.12)就可近似为

$$U_o \approx (1 + \frac{R_2}{R_1})U_{XX} \tag{7.13}$$

从式(7.13)可以看出，输出电压仅与 R_2/R_1 的比值和 U_{XX}有关。这种接法的缺点是当输入电压变化时，稳压器的静态电流 I_Q 也变化，I_Q 的变化将降低稳压器的稳压精度。

(2) 扩展输出电流电路

三端稳压器可以通过外接功率晶体管扩展输出电流，如图 7.16 所示。图 7.16(a)中外接的 PNP 管与 W78MXX 中的 NPN 调整管组成复合管，使用时应根据所需的负载电流选用适当的外接晶体管。

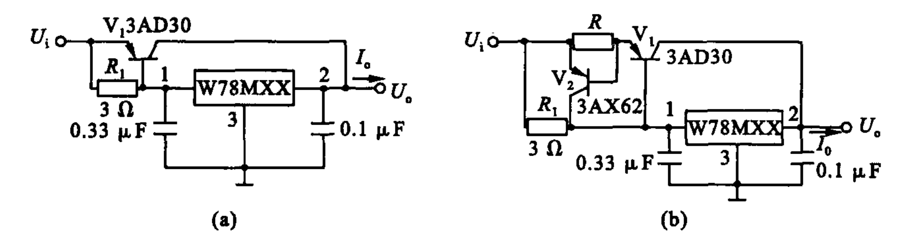


图 7.16 扩展输出电流电路

由于 R_1 中流过 W78MXX 的空载电流和部分负载电流，故其阻值不宜增大，一般约几欧姆。为了避免外接调整管因过流而损坏，应增加限流保护电路，如图 7.16(b)所示。该稳压电源输出的最大电流由下式决定

$$I_{om} = \frac{U_{EH2}}{R} = \frac{0.3}{R} \tag{7.14}$$

(3) 高输入电压电路

当实际输入电压电路超过指标中规定的最高输入电压时，可以在三端稳压器输入端加一级简单的稳压电路，降去一部分电压，如图 7.17 所示。

(4) 跟踪稳压电源

图 7.18 为使用 W78XX 做正电源，用运算放大器和功率管做成跟踪正电源变化的负电源。

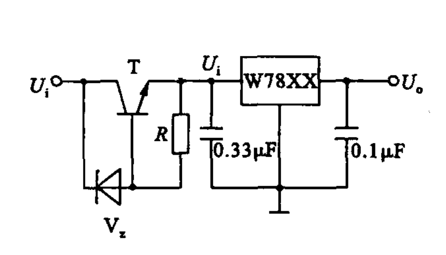


图 7.17　高输入电压电路

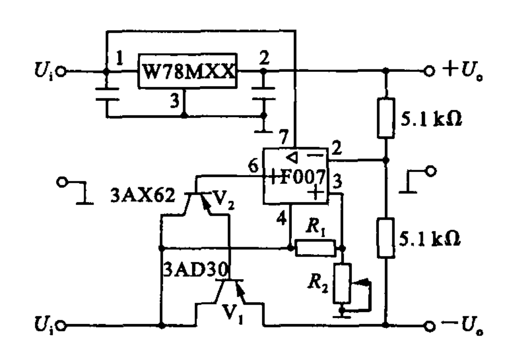


图 7.18　跟踪稳压电源电路

习　题

7.1　有一单相桥式整流电路要求输出电压 $U_o=110$ V，$R_L=80\ \Omega$，交流电压为 380 V：

(1) 如何选用二极管？

(2) 求整流变压器变比和（视在）功率容量。

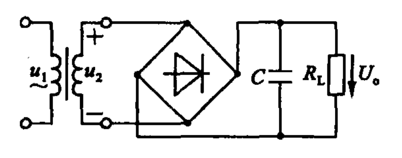


图 7.19　习题 7.2

7.2　图 7.19 所示为桥式整流、电容滤波电路。已知交流电源电压 $u_1=220$ V，$f=50$ Hz，$R_L=50\ \Omega$，要求输出直流电压为 24 V，纹波较小。试选择：

(1) 整流管的型号；

(2) 滤波电容器（容量和耐压）；

(3) 确定电源变压器副边的电压和电流。

7.3　串联式稳压电路如图 7.20 所示，稳压管的稳定电压 $U_z=5.3$ V，电阻 $R_1=R_2=200\ \Omega$，三极管的 $U_{BE}=0.7$ V。

(1) 说明电路的如下四个部分分别由哪些元器件构成：① 调整管；② 基准电压；③ 取样环节；④ 放大环节。

(2) 当 R_w 的滑动端在最下端时 $U_o=15$ V，求 R_w 的值。

(3) 若 R_w 的滑动端移至最上端时，求 U_o？

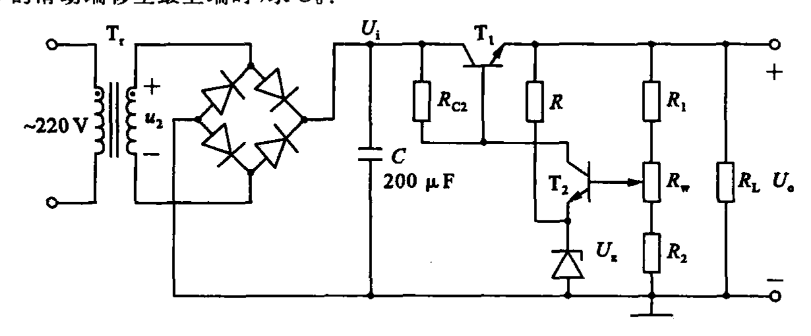


图 7.20　习题 7.3

7.4　稳压电路如图 7.21 所示。

(1) 设变压器次级电压的有效值 $U_2=20$ V，稳压管的稳压值 $U_z=6$ V，三极管的 $U_{BE}=0.7$ V，$R_1=R_2=R_w=300\ \Omega$，电位器 R_w 在中间位置，计算 A、B、C、D、E 点的电位和 U_{CE1} 的值。

(2) 计算输出电压的调节范围。

7.5　图 7.22 所示三端可调式集成稳压器稳压电路中，在 $R_2=0$、$R_2=R_1$、$R_2=10R_1$ 时输出电压 U_o 分别是多少？

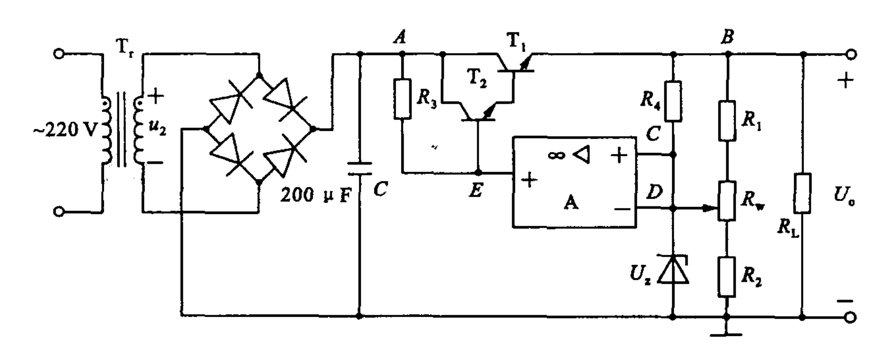


图 7.21　习题 7.4

7.6　利用单片集成稳压电源可扩充输出电压，其电路如图 7.23 所示，已知 $R_1=1\ \text{k}\Omega$，$R_2=3\ \text{k}\Omega$，$R_3=1.5\ \text{k}\Omega$，$R_4=3\ \text{k}\Omega$，试计算电压 U_o 输出的可调范围。

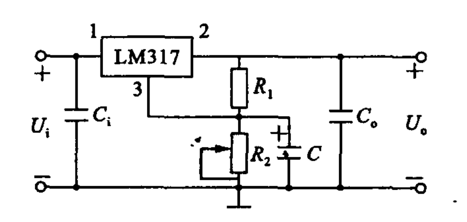


图 7.22　习题 7.5

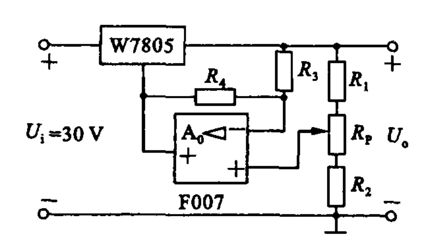


图 7.23　习题 7.6

7.7　要求下列直流稳压电源，试分别选用适当的三端集成稳压器，画出电路原理图（包括整流、滤波电路），并标明变压器副边电压 U_2 及各电容的值。

(1) +24 V，1 A；

(2) −5 V，100 mA；

(3) ±15 V，500 mA。

7.8　电路如图 7.24 所示。合理连线，构成 5 V 的直流电源。

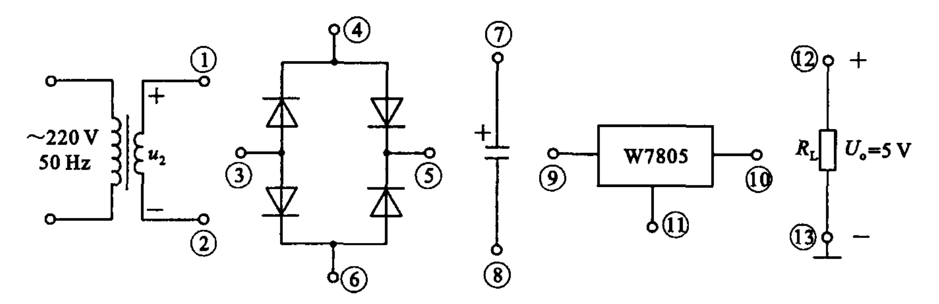


图 7.24　习题 7.8

8 集成门电路及组合逻辑电路

内容提要

本章介绍数字电路的基础知识、逻辑代数的基本公式、逻辑门电路、组合逻辑电路的分析和设计方法、编码器及译码器。

本章重点

掌握TTL与非门的工作原理，熟悉TTL与非门的外特性及应用方法，熟悉组合逻辑电路的基本概念，掌握组合逻辑电路的分析方法及设计方法，掌握编码器、译码器的特点及分析设计方法。

本章难点

组合逻辑电路的设计方法，编码器、译码器的特点及分析设计方法。

易疏忽的问题

逻辑器件高低电平有效的问题；半导体共阳、共阴数码管区别的问题；设计半导体数码管电路时不加限流电阻的问题。

8.1 数字电路概述

8.1.1 模拟信号和数字信号

电子线路中的电信号有两大类：模拟信号和数字信号。模拟信号是指在时间和数值上连续变化的信号。例如：温度、正弦电压，如图8.1所示。数字信号是指在时间和数值上变化是离散的信号。例如：人数、物件的个数，如图8.2所示。

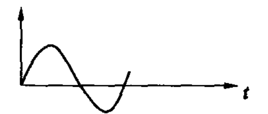


图8.1 模拟信号

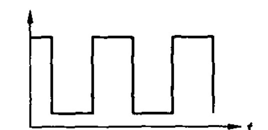


图8.2 数字信号

模拟电路是工作在模拟信号下的电子电路。研究模拟信号时注重电路输入、输出信号

间的大小、相位关系。在模拟电路中所用器件一般工作在线性区,如三极管就处于放大区。

数字电路是工作在数字信号下的电子电路。研究数字电路时注重电路输出、输入间的逻辑关系,因此不能采用模拟电路的分析方法。主要的分析工具是逻辑代数、时序图、逻辑电路图等。在数字电路中三极管工作在非线性区,即工作在饱和状态或截止状态。起电子开关作用,故又称为开关电路。

8.1.2 数制和码制

8.1.2.1 数制

数制就是计数方法,即指多位数码从低位到高位的进位规则,也称进位制。例如:二进制、十进制、八进制等。进位制的基数是在该进位制中可能用到的数码个数。位权是在某一进位制的数中,每一位的大小都对应着该位上的数码乘上一个固定的数,这个固定的数就是这一位的权数。权数是一个幂。表 8.1 为几种进制数之间的对应关系。

表 8.1 几种进制数之间的对应关系

十进制数	二进制数	八进制数	十六进制数
0	0000	0	0
1	0001	1	1
2	0010	2	2
3	0011	3	3
4	0100	4	4
5	0101	5	5
6	0110	6	6
7	0111	7	7
8	1000	10	8
9	1001	11	9
10	1010	12	A
11	1011	13	B
12	1100	14	C
13	1101	15	D
14	1110	16	E
15	1111	17	F

(1)十进制　基数为 10,数码为 0～9;运算规律为逢十进一,即:9+1=10。

十进制数的权展开式:任意一个十进制数都可以表示为各个数位上的数码与其对应的权的乘积之和,称为位权展开式。

如:$(5555)_{10}=5\times10^3+5\times10^2+5\times10^1+5\times10^0$

又如:$(209.04)_{10}=2\times10^2+0\times10^1+9\times10^0+0\times10^{-1}+4\times10^{-2}$

(2)二进制　基数为 2,数码为 0、1;运算规律为逢二进一,即:1+1=10。

二进制数的权展开式:

如:$(101.01)_2=1\times2^2+0\times2^1+1\times2^0+0\times2^{-1}+1\times2^{-2}=(5.25)_{10}$

(3)八进制　基数为 8,数码为 0～7;运算规律为逢八进一。

八进制数的权展开式:

如:$(207.04)_8=2\times8^2+0\times8^1+7\times8^0+0\times8^{-1}+4\times8^{-2}=(135.0625)_{10}$

(4)十六进制　基数为十六，数码为 0～9、A～F；运算规律为逢十六进一。

十六进制数的权展开式：

如：$(D8.A)_{16} = 13\times16^1 + 8\times16^0 + 10\times16^{-1} = (216.625)_{10}$

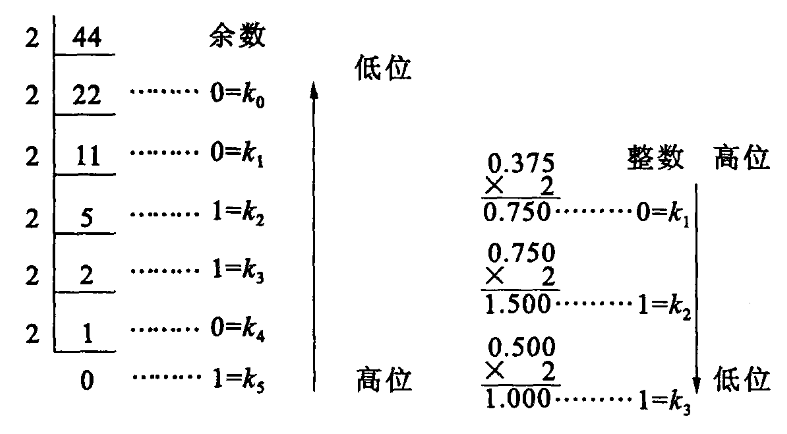
8.1.2.2　数制转换

(1)二进制数与十进制数的转换。

①二进制数转换成十进制数。方法：把二进制数按位权展开式展开。

②十进制数转换成二进制数。方法：整数部分除二取余，小数部分乘二取整，整数部分采用基数连除法，先得到的余数为低位，后得到的余数为高位。小数部分采用基数连乘法，先得到的整数为高位，后得到的整数为低位。

例：



所以：$(44.375)_{10} = (101100.011)_2$

(2)八进制数与十进制数的转换　方法：整数部分除八取余，小数部分乘八取整。

(3)十六进制数与十进制数的转换　方法：整数部分除十六取余，小数部分乘十六取整。

(4)八进制数与二进制数的转换

① 二进制数转换为八进制数：将二进制数由小数点开始，整数部分向左，小数部分向右，每 3 位分成一组，不够 3 位补零，则每组二进制数便是一位八进制数。

② 八进制数转换为二进制数：将每位八进制数用 3 位二进制数表示。

(5)十六进制数与二进制数的转换

二进制数与十六进制数的相互转换，按照每 4 位二进制数对应于一位十六进制数进行转换。

8.1.2.3　码制

码制即编码方式，编码即用按一定规则组合成的二进制码去表示数或字符等。

为使二进制和十进制之间转换更方便，常使用二进制编码的十进制代码，这种代码称为二-十进制码，简称 BCD 码。表 8.2 为常用的 BCD 码。

由于去掉六种多余状态的方法不同，因而出现不同的 BCD 码，如去掉最后六种状态得到的是 8421 码，去掉最前和最后三种状态得到的是余 3 码，另外还有格雷码，它是在任意相邻的两组代码中只有一位码不同，这样可使当连续变化时产生错误的可能性小，可靠性高。格雷码又称反射码，一个 N 位的格雷码可由 $N-1$ 位格雷码按一定规律写出。2421 码其权值依次为 2、4、2、1；5421 码其权值依次为 5、4、2、1；余 3 码由 8421 码加 0011 得到。

表 8.2 常用的 BCD 码

十进制数	8421 码	余 3 码	格雷码	2421 码	5421 码
0	0000	0011	0000	0000	0000
1	0001	0100	0001	0001	0001
2	0010	0101	0011	0010	0010
3	0011	0110	0010	0011	0011
4	0100	0111	0110	0100	0100
5	0101	1000	0111	1011	1000
6	0110	1001	0101	1100	1001
7	0111	1010	0100	1101	1010
8	1000	1011	1100	1110	1011
9	1001	1100	1101	1111	1100
权	8421			2421	5421

8.2 逻辑门电路

在数字电路中，我们要研究的是电路的输入输出之间的逻辑关系，所以数字电路又称逻辑电路，相应的研究工具是逻辑代数。

8.2.1 逻辑代数及基本运算

逻辑代数也称布尔代数，它是分析和设计逻辑电路的一种数学工具，用来描述数字电路和数字系统的结构和特性。

逻辑代数有 1 和 0 两种逻辑值，它们并不表示数量的大小，而是表示两种对立的逻辑状态。例如电平的高低，晶体管的导通和截止，脉冲信号的有无，事物的是非等。所以，逻辑 1 和逻辑 0 与自然数的 1 和 0 有本质的区别。

在逻辑代数中，输出逻辑变量和输入逻辑变量的关系，叫逻辑函数，可表示为

$$F = f(A, B, C, \cdots)$$

其中，$A, B, C, \cdots$ 输入逻辑变量，F 为逻辑函数。下面介绍基本逻辑运算。

(1) 逻辑乘

逻辑乘是描述与逻辑关系的，又称与运算。逻辑表达式为

$$F = A \cdot B$$

其意义是仅当决定事物发生的所有条件 A、B 均具备时，事件 F 才能发生。例如把两只开关和一盏电灯串联接到电源上，当一只开关与另一只开关都闭合时灯才能亮，否则灯不亮，如图 8.3 所示。当 A 和 B 分别取 0 或 1 值时，F 的逻辑状态列于真值表 8.3。

(2) 逻辑加

逻辑加是描述或逻辑关系的，也称或运算。逻辑表达式为

$$F = A + B$$

其意义是当决定事件发生的各种条件 A、B 中，只要有一个或一个以上的条件具备，事件 F 就发生。仍以上述的灯的情况为例，把两只开关和一盏电灯并联接到电源上，两只开关中有一个或一个以上闭合时灯均能亮。只有两个开关全断开灯才不亮，见图 8.4。当 A

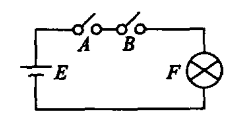


图 8.3　由开关组成的逻辑乘电路

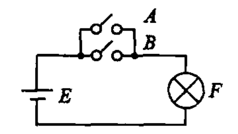


图 8.4　由开关组成的逻辑加电路

和 B 分别取 0 或 1 值时，F 的逻辑状态列于真值表 8.4。

(3) 逻辑非

逻辑非是对一个逻辑变量的否定，也称非运算。逻辑表达式为

$$F=\overline{A}$$

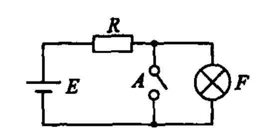


图 8.5　由开关组成的逻辑非电路

其意义是当条件 A 为真，事件发生出现的结果必然是与这种条件相反的结果。仍以灯的情况为例，一只在面板上标有“开”、“关”字样的开关与一盏电灯串联接到电源上，但由于安装这只开关的电工的粗心，当开关打向“开”时灯灭，而打向“关”时灯亮，如图 8.5 所示。当 A 取 0 或 1 值时，F 的逻辑状态列于真值表 8.5。

表 8.3

A	B	F
0	0	0
0	1	0
1	0	0
1	1	1

表 8.4

A	B	F
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	1

表 8.5

A	F
0	1
1	0

8.2.2　逻辑代数的运算法则

(1) 基本运算法则

$0\cdot A=0$　　$1\cdot A=A$　　$A\cdot\overline{A}=0$　　$A\cdot A=A$

$0+A=A$　　$1+A=1$　　$A+\overline{A}=1$　　$A+A=A$

(2) 交换律

$A\cdot B=B\cdot A$　　$A+B=B+A$

(3) 结合律

$ABC=(AB)C=A(BC)$　　$A+B+C=A+(B+C)=(A+B)+C$

(4) 分配律

$A(B+C)=AB+AC$　　$A+BC=(A+B)(A+C)$

(5) 吸收律

$A(A+B)=A$　　$A(\overline{A}+B)=AB$

$A+AB=A$　　$A+\overline{A}B=A+B$

$AB+A\overline{B}=A$　　$(A+B)(A+\overline{B})=A$

(6) 反演律(摩根定律)

$\overline{A+B}=\overline{A}\cdot\overline{B}$　　$\overline{AB}=\overline{A}+\overline{B}$

逻辑函数化简的意义:逻辑表达式越简单,实现它的电路越简单,电路工作越稳定可靠。

【例 8.1】 化简函数 $Y=AB+ABC+AB(D+E)$。

【解】 $Y=AB(1+C+D+E)=AB$ 利用 $A+1=1$ 运算法则

【例 8.2】 化简函数 $Y=A\cdot\overline{B}\cdot C+A\cdot\overline{B}\cdot\overline{C}+A\cdot B\cdot C+A\cdot B\cdot\overline{C}$

【解】 $Y=A\overline{B}(C+\overline{C})+AB(C+\overline{C})=A\overline{B}+AB=A$ 利用吸收规则

【例 8.3】 化简函数 $Y=A\overline{B}+B\overline{C}+\overline{B}C+\overline{A}B$

【解】 $Y=A\overline{B}+B\overline{C}+(\overline{A}+A)\overline{B}C+\overline{A}B(\overline{C}+C)$ 利用配项法

$=A\overline{B}+B\overline{C}+\overline{A}\overline{B}C+A\overline{B}C+\overline{A}B\overline{C}+\overline{A}BC$

$=A\overline{B}+B\overline{C}+\overline{A}C(\overline{B}+B)$ 利用消项法

$=A\overline{B}+B\overline{C}+\overline{A}C$

【例 8.4】 化简函数 $F=ABC+ABD+\overline{A}B\overline{C}+CD+B\overline{D}$

【解】 $F=ABC+\overline{A}B\overline{C}+CD+B(\overline{D}+DA)$

$=ABC+\overline{A}B\overline{C}+CD+B\overline{D}+BA$

$=AB(C+1)+\overline{A}B\overline{C}+CD+B\overline{D}$

$=AB+\overline{A}B\overline{C}+CD+B\overline{D}$

$=B(A+\overline{A}\,\overline{C})+CD+B\overline{D}$

$=AB+B(\overline{C}+\overline{D})+CD$

$=AB+B\overline{CD}+CD$

$=AB+CD+B$

$=B+CD$

【例 8.5】 化简函数 $Y=AD+A\overline{D}+AB+\overline{A}C+BD+ACEF+\overline{B}EF+DEFG$

【解】 $Y=A+AB+\overline{A}C+ACEF+(BD+\overline{B}EF+DEFG)$

$=A+C+BD+\overline{B}EF$

8.2.3 分立元件组成的基本门电路

8.2.3.1 二极管与门电路

能够实现逻辑运算的电路称为逻辑门电路。在用电路实现逻辑运算时,用输入端的电压或电平表示自变量,用输出端的电压或电平表示因变量。

图 8.6 是一具有两个输入端的二极管与门电路。它由两个二极管 D_1、D_2 和一个电阻 R 及电源 V_{CC} 组成。A、B 是与门电路的两个输入端,V_A、V_B 为两个输入的信号;F 是输出端,V_F 为输出信号。

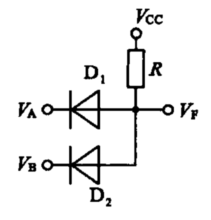


图 8.6 二极管与门电路

图 8.7 与门图形符号

图 8.7 是与门电路的图形符号,图中输入端为两个。实际与门电路的输入端并不限于

两个。对于多个输入端的与门电路，其图形符号中输入线的条数均按实际画出。

下面对图 8.6 所示二极管与门电路的工作原理及逻辑功能进行分析。分析时设各输入端为低电平(即输入逻辑 0 时)为 0 V。输入高电平(即输入逻辑 1 时)为 3 V，电源电压 V_{CC} 为 5 V，电路 R 为 3 kΩ，并忽略二极管的正向压降。

(1) 当输入端 A、B 均为低电平 0，即 $V_A=V_B=0$ V 时，二极管 D_1、D_2 都处于正向偏置而导通，输出端 F 的电压 $V_F=0$ V，即输出 F 为低电平 0；

(2) 当输入端 A 为低电平 0，B 为高电平 1，即 $V_A=0$ V，$V_B=3$ V 时，二极管 D_1 阴极电位低于 D_2 阴极电位，二极管 D_1 导通，使 $V_F=0$ V，因而二极管 D_2 处于反向偏置而截止，输出端 F 为低电平 0；

(3) 当输入端 A 为高电平 1，B 为低电平 0；即 $V_A=3$ V，$V_B=0$ V 时，二极管 D_1、D_2 的工作情况与(2)相反，输出端 F 为低电平 0；

(4) 当输入端 A、B 均为高电平 1，即 $V_A=V_B=3$ V 时，二极管 D_1、D_2 均处于正向偏置而导通，有 $V_F=V_A=V_B=3$ V，输出端 F 即为高电平 1。

从以上分析可知，只有当所有输入端都是高电平 1 时，输出端才是高电平 1，否则均是低电平 0。这种“只有当决定一件事情的全部条件都具备的时候这件事情才会发生”的逻辑关系称为与逻辑。与门电路满足与逻辑关系。

表 8.6 列出了图 8.6 所表示电路输入与输出电位之间的关系。但在逻辑电路分析中，通常就用逻辑 0、1 来描述输入与输出之间的关系，所列出的表称为逻辑状态表(也称真值表)。上述两输入与门的逻辑状态表如表 8.7 所示。

表 8.6　输入输出电位关系

输入		输出
V_A(V)	V_B(V)	V_F(V)
0	0	0
0	3	0
3	0	0
3	3	3

表 8.7　二输入与门逻辑状态表

输入		输出
A	B	F
0	0	0
0	1	0
1	0	0
1	1	1

从表 8.7 可见，信号 0、1 两种状态，输入状态有四种可能的组合，且只有当输入全为 1 时，输出才为 1。对于有 N 个输入端的门电路，其输入状态有 2^N 种可能组合。逻辑状态表完整地表达了逻辑电路所有可能的输入、输出关系，是描述电路逻辑功能的有效工具。

逻辑电路的输入、输出关系的另一种表示方式是逻辑函数表达式。两输入端与门电路的逻辑函数表达式为

$$F = A \cdot B \tag{8.1}$$

式中“·”即表示逻辑与，为书写简便，也可省略。逻辑与也称为逻辑乘。

8.2.3.2　*二极管或门电路*

图 8.8 是一个具有两个输入端的二极管或门电路。它由两个二极管 D_1、D_2 和一个电阻 R 及负电源 $-V_{CC}$ 构成。A、B 为或门电路的两个输入端，F 为输出端。它的图形符号如图 8.9 所示。若或门电路的输入端不是两个，而有多个，则逻辑符号中输入线数按实际画出。

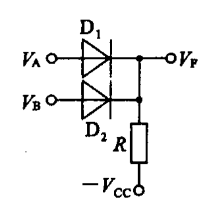


图 8.8 二极管或门电路

A ≥1 F
B

图 8.9 或门图形符号

图 8.8 所示二极管或门电路的工作原理及逻辑功能分析如下，分析时仍设各输入低电平为 0 V，输入高电平为 3 V，电源电压$-V_{CC}$为-5 V，电阻 R 为 3 kΩ，忽略二极管的正向压降。

(1) 当输入端 A、B 均为低电平 0，即 $V_A=V_B=0$ V 时，二极管 D_1、D_2 都处于正向偏置而导通，使输出端 F 的电压 $V_F=0$ V，即输出端 F 为低电平 0；

(2) 当输入端 A 为低电平 0，B 为高电平 1，即 $V_A=0$ V，$V_B=3$ V 时，二极管 D_2 阳极电位高于 D_1 阳极电位，二极管 D_2 导通，使 $V_F=3$ V，因而二极管 D_1 处于反向偏置而截止，输出端 F 为高电平 1；

(3) 当输入端 A 为高电平 1，B 为低电平 0，$V_A=3$ V，$V_B=0$ V 时，二极管 D_1 和 D_2 的工作情况与(2)相反，输出端 F 仍为高电平 1；

(4) 当输入端 A、B 均为高电平 1，即 $V_A=V_B=3$ V 时，二极管 D_1、D_2 均处于正向偏置而导通，使 $V_F=V_A=V_B=3$ V，输出端 F 还是高电平 1。

从上分析可见，只要所有输入端中有一个(或一个以上)为高电平 1 时，输出就是高电平 1。这种“**只要决定一件事情的全部条件中有一个具备时这件事情就会发生**”的逻辑关系，称为或逻辑。或门电路满足或逻辑关系。

表 8.8 列出了图 8.8 电路输入和输出的电位关系。表 8.9 是两输入或门的逻辑状态表。

表 8.8 输入和输出电位的关系

输入		输出
V_A(V)	V_B(V)	V_F(V)
0	0	0
0	3	3
3	0	3
3	3	3

表 8.9 两输入或门逻辑状态表

输入		输出
A	B	F
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	1

具有两个输入端的或门逻辑函数表达式为

$$F = A + B \tag{8.2}$$

式中“+”号表示逻辑或，也称为逻辑加。在逻辑或中，1+1=1，读者应注意它与算术加的区别。

必须指出，与和或的概念是相对的，有条件的。上述图 8.6 和图 8.8 两个电路的逻辑功能是在采用正逻辑体制的条件下加以分析的。例如对于图 8.8 电路，当输入 A、B 中有一个(或两个)为高电平时，输出 F 就为高电平；当 A、B 都为低电平时 F 才为低电平。因为对正逻辑而言，是用 1 表示高电平，当 A、B 有一个为高电平 1 时，输出 F 就为高电平 1。但对负逻辑而言，是用 1 表示低电平，只有当 A、B 都为低电平 1 时，输出 F 才是低电平 1，这样，该电路就成为与门。即图 8.8 电路是一个正逻辑或门(简称正或门)，也是一个负逻辑与门(简称负与门)。同样图 8.6 电路是一个正与门，又是一个负与门。也就是说，对同一个门电路，

尽管输入与输出之间的电平关系是确定的，但就逻辑关系而言，只有在采用某种逻辑体制的条件下才能确定。在分析电路时必须注意这一点。

8.2.3.3　三极管非门

对图 8.10 的三极管开关电路分析可知，当输入为高电平时，输出为低电平；当输入为低电平时，输出为高电平，**所以输出与输入就呈现非逻辑关系**，是一个非门，也称为反相器。

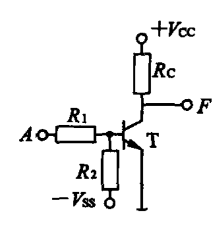


图 8.10　三极管非门电路

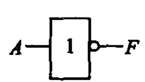


图 8.11　非门逻辑符号

在实际电路中，为了使输入低电平时二极管开关能可靠地截止，一般采用图 8.10 所示的电路形式。只要电阻 R_1、R_2 和负电源 $-V_{SS}$ 参数配合适当，则当输入低电平信号时，三极管的基极就可以是负电位，发射结反偏，三极管将可靠截止，输出为高电平，实现非运算。非运算的逻辑符号如图 8.11 所示。表 8.10 为其真值表。

表 8.10　非门逻辑状态表

A	F
0	1
1	0

8.2.4　复合门电路

将单级门电路级联起来，构成复合门，如与非门、或非门。

8.2.4.1　三极管与非门

将二极管与门和反相器连接起来，就可以构成图 8.12 所示的与非门。从前述对与门和非门的分析，不难得出与非门电路的真值表，见表 8.11。其逻辑式为 $F=\overline{A\cdot B}$，逻辑符号如图 8.13 所示。

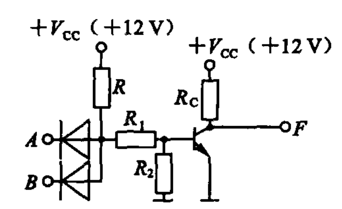


图 8.12　与非门电路

A
&
F
B

图 8.13　与非门逻辑符号

8.2.4.2　三极管或非门

将二极管或门和反相器连接起来，就构成了如图 8.14 所示的或非门。其逻辑式为 $F=\overline{A+B}$，逻辑符号如图 8.15，真值表列于表 8.12。

表 8.11　二输入与非门逻辑状态表

A	B	F
0	0	1
0	1	1
1	0	1
1	1	0

表 8.12　二输入或非门逻辑状态表

A	B	F
0	0	1
0	1	0
1	0	0
1	1	0

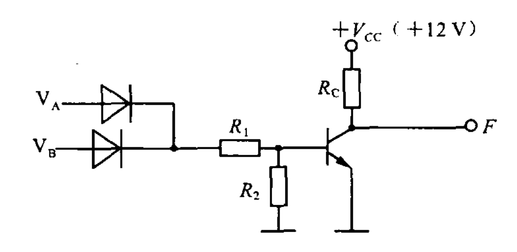


图 8.14 或非门电路

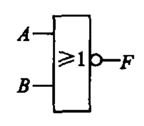


图 8.15 或非门逻辑符号

思考与习题

8.2.1 逻辑运算中的“1”和“0”是否表示两个数字？逻辑加法运算与算术运算有何不同？

8.2.2 什么是正逻辑和负逻辑？

8.2.3 试举出生活中的符合逻辑关系的事件。

8.2.4 画出 $F=AB+AC+BC$ 的逻辑图。

8.3 TTL 与非门

上面讨论的门电路是由二极管、三极管组成，它们称为分立元件门电路。本节介绍的是集成门电路。集成门电路与分立元件电路相比，具有高可靠性和微型化等特点。数字集成电路中，最基本的门电路是与、或、非三种以及它们组成的与非、或非等电路。其中最普遍的为与非门电路。

8.3.1 TTL 与非门的结构和工作原理

(1) 电路结构

各个系列的 TTL 与非门大致都是由输入级和输出级组成的，因为它们的输入端和输出端都是三极管结构，所以称三极管-三极管逻辑电路，简称 TTL 电路或称 T^2L 电路。

图 8.16(a)是最常用的 TTL 与非门电路。T_1 为多发射极晶体管，可把它的集电结看成一个二极管，而把发射结看成两个与前者背靠背的二极管，如图 8.16(b)。它的逻辑符号如图 8.16(c)所示。

(2) 工作原理

设输入 A、B 的输入信号 V_I 的高、低电平分别为 $V_{IH}=3.4$ V，$V_{IL}=0.3$ V。当输入 A、B 中有低电平时，T_1 管对应的发射结导通，T_1 的基极电位被钳位于 1 V 左右。这一电压被分配给 T_1 的集电结、T_2 的发射结及 T_5 的发射结，显然这三个 PN 结都不具备导通条件，T_2、T_5 都是截止的。此时，$+V_{CC}$ 经 R_1 流入 T_1 的基极电流较大，而 T_2 的集电极回路电阻 R_2 与 T_2 集电极反偏电阻之和非常大，故 $U_{CE(SET)}=0$ V。由于 T_2 截止，U_{C2} 为高电平，近似于 5 V，U_{E2} 为低电平，T_3、T_4 导通，T_5 截止，输出为高电平 U_{OH}。其值为

$$U_{CH}=V_{CC}-I_{B3}R_2-U_{BE3}-U_{BEA}\approx 3.4\ \text{V}$$

当 A、B 同时为高电平时，如果没有 T_2、T_5 存在，T_1 的基极电位将为 $U_{1H}+U_{BE}=(3.4+0.7)$ V$=4.1$ V，现在这一电压分配给 T_1 的集电结、T_2 的发射结和 T_5 的发射结，V_{CC} 通过 R_1、T_1 的集电结向 T_2、T_5 提供基极电流，使 T_2、T_5 的发射结同时导通。实际将 U_{B1} 钳位

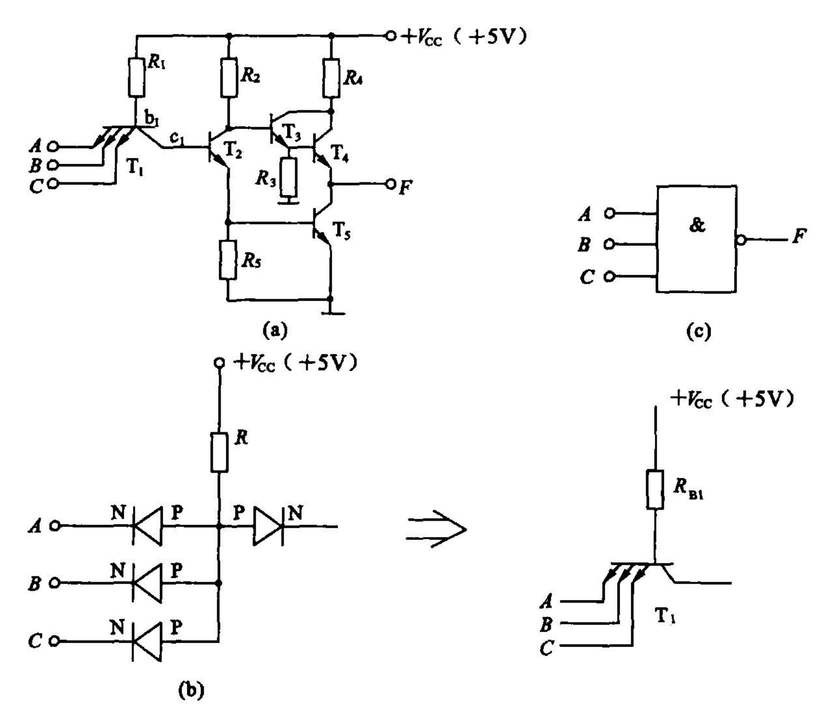


图 8.16 TTL 与非门的内部结构和逻辑符号

在 2.1 V，而不可能是 4.1 V。与此同时，因 T_2 导通使 U_{C2} 下降，U_{E2} 升高，所以 T_3、T_4 截止，T_5 导通，输出为低电平 U_{OL}。其值一般为 $U_{OL}=U_{CE(SET)}=0.3$ V。

值得注意的是，当 TTL 逻辑电路的输入端悬空时，可导致输入为 1 的状态。因为这时电源 V_{CC} 通过 R_1 和 T_1 的集电结可使 T_2、T_5 导通。

综上分析，F 和 A、B 为与非关系，即 $F=\overline{A \cdot B}$。

由于 T_2 的集电极和发射极输出一对互补（反相）的信号，所以这一级称为倒相级，T_3、T_4 和 T_5，总有一个导通，一个截止（指稳态情况下），这就有效地降低了输出级的静态功耗，并提高了对负载的驱动能力。

TTL"与非"门有多种系列。图 8.17 是 TTL"与非"门 74LS00 的实物图及外引线排列图。一片集成电路内各个逻辑门互相独立，可以单独使用，但共用一根电源引线和地线。

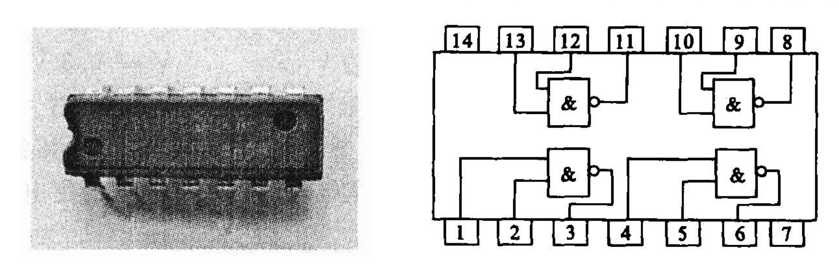


图 8.17 74LS00 的实物图及外引线排列图

8.3.2 TTL 与非门的外特性及其主要参数

与非门电压传输特性是指 TTL 与非门输入电压 u_i 与输出电压 u_o 之间的关系曲线，即 $u_o=f(u_i)$。图 8.18 所示为 TTL 与非门电压传输特性。

由电压传输特性的分析，得到TTL与非门几个主要参数如下(当 $V_{CC}=5$ V时)：

(1) 输出高电平 U_{OH} 和输出低电平 U_{OL}

电压传输特性曲线 AB 段所对应的输出电压值 $U_{OH}=3.6$ V。电压传输特性曲线 DE 段所对应的输出电压值 $U_{OL}=0.3$ V。

一般产品规定，要求 $U_{OH}\geqslant 3$ V，$U_{OL}<0.4$ V。

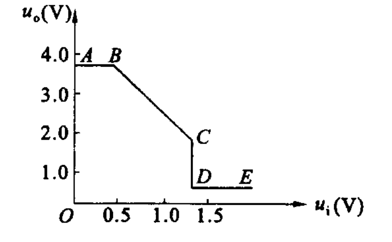


图8.18 TTL与非门电压传输特性

(2) 阈值电压 U_T

通常把电压传输特性 CD 段中点所对应的输入电压称为阈值电压，阈值电压也称门槛电压，$U_T=1.3\sim1.4$ V。当 $U_i>U_T$ 时，与非门导通，输出低电平；$U_i<U_T$ 时，与非门截止，输出高电平。

(3) 开门电平 U_{ON} 和关门电平 U_{OFF}

TTL与非门的额定高电平 $U_{OH}=3$ V，额定低电平 $U_{OL}=0.3$ V。

开门电平 U_{ON} 是指输出电平 $U_o=U_{OL}(0.3\ \text{V})$ 时，所允许的输入高电平的最小值。U_{ON} 典型值为1.4 V，一般产品规定要求 $U_{ON}\leqslant 1.8$ V。

关门电平 U_{OFF} 是在保证输出电压为额定高电平 U_{OH} 的90%(即2.7 V)时，所允许的输入低电平的最大值。一般产品规定要求 $U_{OFF}\geqslant 0.8$ V。

(4) 噪声容限 U_{NL} 和 U_{NH}

实际应用中，由于外界干扰和电源波动等原因，可能使输入电平 U_i 偏离规定值，为了保证电路可靠工作，对干扰的幅度有一定限制，称为噪声容限 U_N。

低电平噪声容限 U_{NL} 是指在保证输出高电平的前提下，允许叠加在关门电平 U_{OFF} 上的最大正向干扰电压。

$$U_{NL}=U_{OFF}-U_{OL}$$

若 $U_{OFF}=0.8$ V，$U_{OL}=0.3$ V，则 $U_{NL}=0.5$ V。

高电平噪声容限 U_{NH} 是指在保证输出低电平的前提下，允许叠加在开门电平上的最大负向干扰电压。

$$U_{NH}=U_{OH}-U_{ON}$$

若 $U_{ON}=1.8$ V，$U_{OH}=3.6$ V，则 $U_{NH}=1.8$ V。图8.19为 U_{OFF}、U_{ON} 及 U_{NL}、U_{NH} 的关系。

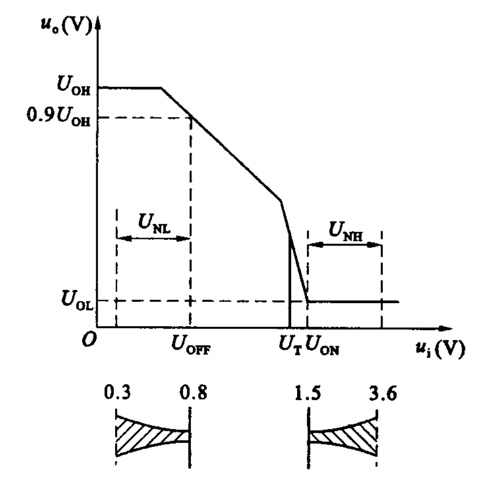


图8.19 U_{OFF}、U_{ON} 及 U_{NL}、U_{NH} 的关系

(5) 扇入系数 N_i 和扇出系数 N_o

扇入系数 N_i 是指合格的输入端的个数。扇出系数 N_o 是指在灌电流(输出低电平)状态下驱动同类门的个数。

$$N_o=\frac{I_{OLmax}}{I_{IL}}$$

其中 I_{OLmax} 为最大允许灌电流，I_{IL} 是一个负载门灌入本级的电流(≈ 1.4 mA)。N_o 越大，说明门的负载能力越强。

一般产品规定 $N_o\geqslant 8$。

TTL带拉电流负载时的扇出系数可以进行估算，但由于 $I_{OHmax}\approx 5$ mA，而 I_{IH} 很小，故此时的扇出系数较大，一般可以不计算。

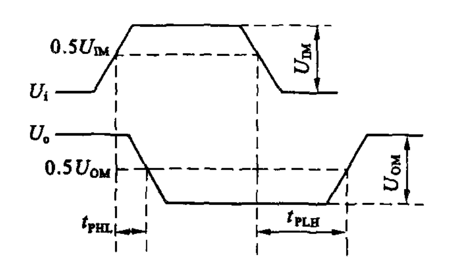


图 8.20　TTL与非门电路的传输延迟时间

(6) 平均传输延迟时间 t_{pd}

TTL传输延迟时间如图 8.20 所示，由于晶体管的结电容和输入、输出端的寄生电容使输出波形发生了畸变和延迟。

传输时间的计算一般是由输入波形上升沿的 50% 幅值处到输出波形下降沿 50% 幅值处所需要的时间，称为导通延迟时间 t_{PHL}；而从输入波形下降沿 50% 幅值处到输出波形上升沿 50% 幅值处所需要的时间，称为截止延迟时间 t_{PLH}。通常 $t_{PLH}>t_{PHL}$。两者的平均值称为平均传输延迟时间 t_{pd}，即

$$t_{pd}=\frac{t_{PLH}+t_{PHL}}{2}$$

t_{pd} 越小，电路的开关速度越高。一般 TTL 与非门的 $t_{pd}=10\sim 40$ ns。

8.4　组合逻辑电路

在数字电路中，如果任意时刻的输出信号，仅取决于该时刻输入信号逻辑取值的组合，而与输入信号作用前电路原有的状态无关，这类数字电路称为组合逻辑电路。

8.4.1　组合逻辑电路的分析

所谓分析，就是根据给定的逻辑电路，找出其输出信号和输入信号之间的逻辑关系，确定电路的逻辑功能。

通常采用的分析方法是从电路的输入到输出逐级写出逻辑函数式，最后得到表示输出与输入关系的逻辑函数式。然后用公式化简法或卡诺图化简法将得到的函数式化简或变换，以使逻辑关系简单明了。为了使电路的逻辑功能更加直观，有时还可以把逻辑函数式转换为真值表的形式。

【例 8.6】 试分析图 8.21 电路的逻辑功能，并指出该电路的用途。

【解】 根据给出的逻辑图写出 F 与 A、B、C 的逻辑函数式

$F_1=\overline{AB}$　　$F_2=\overline{BC}$　　$F_3=\overline{CA}$

$F=\overline{F_1F_2F_3}=\overline{\overline{AB}\ \overline{BC}\ \overline{AC}}$

化简后为：$F=AB+BC+CA$

从上面的逻辑函数式中还不能立刻看出电路的逻辑功能和用途，为此需转换为真值表的形式，得到表 8.13。

表 8.13

A	B	C	F
0	0	0	0
0	0	1	0
0	1	0	0
0	1	1	1
1	0	0	0
1	0	1	1
1	1	0	1
1	1	1	1

由表 8.13 可知，当输入 A、B、C 中有 2 个或 3 个为 1 时，输出 F 为 1，否则输出 F 为 0。所以这个电路实际上是一种 3 人表决用的组合电路：只

要有 2 票或 3 票同意，表决就通过。

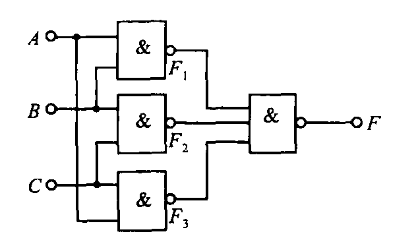


图 8.21　例 8.6 图

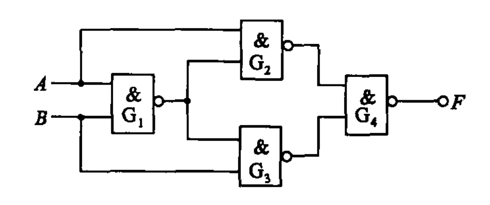


图 8.22　例 8.7 图

【例 8.7】 试分析图 8.22 电路的逻辑功能，指出该电路的用途。

【解】 根据给出的逻辑图写出 F 与 A、B、C 的逻辑函数式

$F_1=\overline{AB}\qquad F_2=\overline{A\,\overline{AB}}\qquad F_3=\overline{B\,\overline{AB}}$

$F=\overline{F_2F_3}=\overline{\overline{A\,\overline{AB}}\cdot\overline{B\,\overline{AB}}}$

化简后为：　$F=\overline{A}B+A\,\overline{B}$

由逻辑式列出逻辑状态表 8.14，可看出电路的逻辑功能实现的是异或门。

表 8.14　例 8.7 逻辑状态表

A	B	F
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	0

8.4.2　组合逻辑电路的设计

根据给出的实际逻辑问题，求出实现这一逻辑功能的最简单逻辑电路，这就是设计组合逻辑电路时要完成的工作。设计的目的是根据功能要求设计最佳电路。

组合逻辑电路的设计步骤分为四步：

(1) 根据设计要求，确定输入、输出变量的个数，并对它们进行逻辑赋值(即确定 0 和 1 代表的含义)。

(2) 根据逻辑功能要求列出逻辑状态表。

(3) 写出表达式。

(4) 根据要求画出逻辑图。

【例 8.8】 用与非门设计一个交通报警控制电路。交通信号灯有红、绿、黄 3 种，3 种灯分别单独工作或黄、绿灯同时工作时属正常情况，其他情况均属故障，出现故障时输出报警信号。

【解】 (1) 设红、绿、黄灯分别用 A、B、C 表示，灯亮时为正常工作，其值为 1，灯灭时为故障现象，其值为 0；输出报警信号用 F 表示，正常工作时 F 值为 0，出现故障时 F 值为 1。状态表如表 8.15 所示。

表 8.15　例 8.8 的逻辑真值表

A	B	C	F	A	B	C	F
0	0	0	1	1	0	0	0
0	0	1	0	1	0	1	1
0	1	0	0	1	1	0	1
0	1	1	0	1	1	1	1

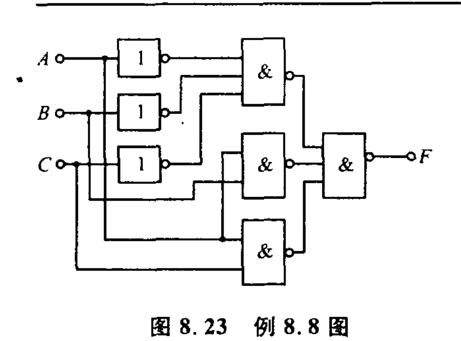


图 8.23　例 8.8 图

(2) 写出逻辑函数式

$F=\overline{A}\,\overline{B}\,\overline{C}+A\overline{B}C+AB\overline{C}+ABC$

化简为

$F=\overline{A}\,\overline{B}\,\overline{C}+ABC+AB\overline{C}+ABC+A\overline{B}C$

$=\overline{A}\,\overline{B}\,\overline{C}+AB(C+\overline{C})+AC(B+\overline{B})$

$=\overline{A}\,\overline{B}\,\overline{C}+AB+AC$

$F=\overline{\overline{\overline{A}\,\overline{B}\,\overline{C}}\ \overline{AB}\ \overline{AC}}$

(3) 据化简结果画出逻辑电路图，得图 8.23 所示电路。

【例 8.9】 旅客列车分特快、直快和普快，并依此为优先通行次序。某站在同一时间只能有一趟车从车站开出，即只能给出一个开车信号，试画出满足上述要求的逻辑电路。

【解】 (1) 设 A、B、C 分别代表特快、直快、普快，开车信号分别为 F_A、F_B、F_C，由题中给出的逻辑要求，列逻辑状态表。

表 8.16　例 8.9 的逻辑真值表

A	B	C	F_A	F_B	F_C
0	0	0	0	0	0
0	0	1	0	0	1
0	1	0	0	1	0
0	1	1	0	1	0
1	0	0	1	0	0
1	0	1	1	0	0
1	1	0	1	0	0
1	1	1	1	0	0

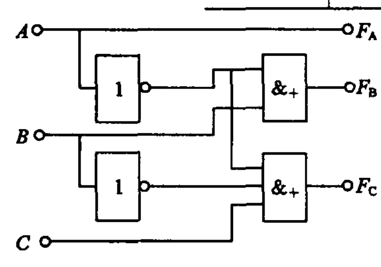


图 8.24　例 8.9 图

(2) 写出逻辑函数式

$F_A=A\overline{B}\,\overline{C}+A\overline{B}C+AB\overline{C}+ABC=A\overline{B}+AB=A$

$F_B=\overline{A}B\overline{C}+\overline{A}BC=\overline{A}B$

$F_C=\overline{A}\,\overline{B}C$

(3) 据化简结果画出逻辑电路图，得图 8.24 所示电路。

思考与习题

8.4.1　组合逻辑电路在逻辑功能和电路组成两方面有何特点？

8.4.2　由逻辑式 $Y=A\overline{B}C+\overline{A}BC+AB\overline{C}$ 列出逻辑状态表，并说明具有"判偶"逻辑功能。

8.4.3　设计一个逻辑电路，要求四个输入逻辑变量取值不一致时输出为 0，取值一致时输出为 1。

8.4.4　设计一个三个开关控制一个灯的电路。要求闭合任一开关灯就亮，表示为"1"，断开任一开关灯就灭，表示为"0"，试用最少器件实现。

8.5　编　码　器

所谓编码就是将特定含义的输入信号(文字、数字、符号)转换成二进制代码的过程。

实现编码操作的数字电路称为编码器。按照编码方式不同，编码器可分为普通编码器和优先编码器；按照输出代码种类的不同，可分为二进制编码器和非二进制编码器。

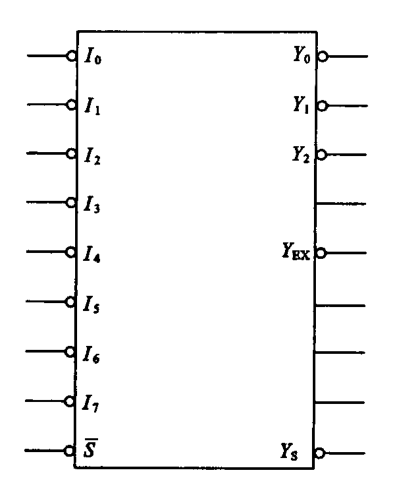


图 8.25　3 位二进制编码器

8.5.1　普通编码器

在普通编码器中，任何时刻只允许输入一个编码信号，否则输出将发生混乱。

现以 3 位二进制普通编码器为例，分析一下普通编码器的工作原理。图 8.25 是 3 位二进制编码器的框图，它的输入是 $I_0 \sim I_7$ 8 个高电平信号，输出是 3 位二进制代码 $Y_2Y_1Y_0$。为此，又把它叫做 8 线-3 线编码器。输出与输入的对应关系由表 8.17 给出。

表 8.17　3 位二进制编码器的真值表

输入								输出		
I_0	I_1	I_2	I_3	I_4	I_5	I_6	I_7	Y_2	Y_1	Y_0
1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	1
0	0	1	0	0	0	0	0	0	1	0
0	0	0	1	0	0	0	0	0	1	1
0	0	0	0	1	0	0	0	1	0	0
0	0	0	0	0	1	0	0	1	0	1
0	0	0	0	0	0	1	0	1	1	0
0	0	0	0	0	0	0	1	1	1	1

将表 8.17 的真值表写成对应的逻辑式得到

$$\left.\begin{aligned}
Y_2 &= \bar{I}_0\bar{I}_1\bar{I}_2\bar{I}_3I_4\bar{I}_5\bar{I}_6\bar{I}_7 + \bar{I}_0\bar{I}_1\bar{I}_2\bar{I}_3\bar{I}_4I_5\bar{I}_6\bar{I}_7 \\
&\quad + \bar{I}_0\bar{I}_1\bar{I}_2\bar{I}_3\bar{I}_4\bar{I}_5I_6\bar{I}_7 + \bar{I}_0\bar{I}_1\bar{I}_2\bar{I}_3\bar{I}_4\bar{I}_5\bar{I}_6I_7 \\
Y_1 &= \bar{I}_0\bar{I}_1I_2\bar{I}_3\bar{I}_4\bar{I}_5\bar{I}_6\bar{I}_7 + \bar{I}_0\bar{I}_1\bar{I}_2I_3\bar{I}_4\bar{I}_5\bar{I}_6\bar{I}_7 \\
&\quad + \bar{I}_0\bar{I}_1\bar{I}_2\bar{I}_3\bar{I}_4\bar{I}_5I_6\bar{I}_7 + \bar{I}_0\bar{I}_1\bar{I}_2\bar{I}_3\bar{I}_4\bar{I}_5\bar{I}_6I_7 \\
Y_0 &= \bar{I}_0I_1\bar{I}_2\bar{I}_3\bar{I}_4\bar{I}_5\bar{I}_6\bar{I}_7 + \bar{I}_0\bar{I}_1\bar{I}_2I_3\bar{I}_4\bar{I}_5\bar{I}_6\bar{I}_7 \\
&\quad + \bar{I}_0\bar{I}_1\bar{I}_2\bar{I}_3\bar{I}_4I_5\bar{I}_6\bar{I}_7 + \bar{I}_0\bar{I}_1\bar{I}_2\bar{I}_3\bar{I}_4\bar{I}_5\bar{I}_6I_7
\end{aligned}\right\} \tag{8.3}$$

如果任何时刻 $I_0 \sim I_7$ 当中有一个取值为 1，即输入变量取值的组合仅有表 8.17 中列出的 8 种状态，则输入变量为其他取值下其值等于 1 的那些最小项均为约束项。利用这些约束项将式(8.3)化简，得到

$$\left.\begin{aligned}
Y_2 &= I_4 + I_5 + I_6 + I_7 \\
Y_1 &= I_2 + I_3 + I_6 + I_7 \\
Y_0 &= I_1 + I_3 + I_5 + I_7
\end{aligned}\right\} \tag{8.4}$$

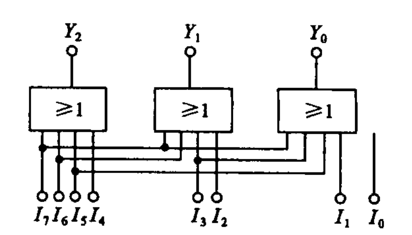


图 8.26　3 位二进制编码器

图 8.26 就是根据式(8.4)得出的编码器电路。这个电路是由 3 个或门组成的。

8.5.2　优先编码器

在优先编码器电路中，允许同时输入两个或两个以上的编码信号。不过在设计优先编码器时已经将所有的输入信号按优先顺序排了队，当几个输入信号同时出现时，只对其中优先权最高的一个进行编码。

图 8.27 给出了 8 线-3 线优先编码器 74LS148 的逻辑图。

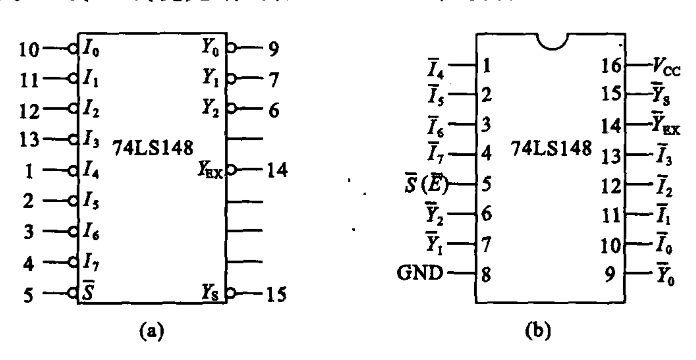


图 8.27　74LS148 优先编码器

(a) 符号图；(b) 管脚图

由表 8.18 不难看出，在$\overline{S}=0$ 电路正常工作状态下，允许$\overline{I}_0 \sim \overline{I}_7$ 当中同时有几个输入端为低电平，即有编码输入信号。$\overline{I}_7$ 的优先权最高，$\overline{I}_0$ 的优先权最低。当$\overline{I}_7=0$ 时，无论其他输入端有无输入信号(表中以×表示)，输出端只给出$\overline{I}_7$ 的编码，即$\overline{Y}_2\ \overline{Y}_1\ \overline{Y}_0=000$。当$\overline{I}_7=1$、$\overline{I}_6=0$ 时，无论其余输入端有无输入信号，只对$\overline{I}_6$ 编码，输出为$\overline{Y}_2\ \overline{Y}_1\ \overline{Y}_0=001$。其余的输入状态请读者自行分析。

表 8.18　74LS148 的功能表

输入									输出				
$\overline{S}$	$\overline{I}_0$	$\overline{I}_1$	$\overline{I}_2$	$\overline{I}_3$	$\overline{I}_4$	$\overline{I}_5$	$\overline{I}_6$	$\overline{I}_7$	$\overline{Y}_2$	$\overline{Y}_1$	$\overline{Y}_0$	$\overline{Y}_S$	$\overline{Y}_{EX}$
1	×	×	×	×	×	×	×	×	1	1	1	1	1
0	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	0	1
0	×	×	×	×	×	×	×	0	0	0	0	1	0
0	×	×	×	×	×	×	0	1	0	0	1	1	0
0	×	×	×	×	×	0	1	1	0	1	0	1	0
0	×	×	×	×	0	1	1	1	0	1	1	1	0
0	×	×	×	0	1	1	1	1	1	0	0	1	0
0	×	×	0	1	1	1	1	1	1	0	1	1	0
0	×	0	1	1	1	1	1	1	1	1	0	1	0
0	0	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	0

表中出现的 3 种$\overline{Y}_2\ \overline{Y}_1\ \overline{Y}_0=111$ 情况可以用$\overline{Y}_S$ 和$\overline{Y}_{EX}$的不同状态加以区分。

用 74LS148 优先编码器可以多级连接进行功能扩展，如用两块 74LS148 可以扩展成为一个 16 线-4 线优先编码器，如图 8.28 所示。

根据图 8.28 进行分析可以看出，高位片 $S_1=0$ 允许对输入 $I_8 \sim I_{15}$ 编码，$Y_{S1}=1$，$S_2=1$，则高位片编码，低位片禁止编码。但若 $I_8 \sim I_{15}$ 都是高电平，即均无编码请求，则 $Y_{S1}=0$，

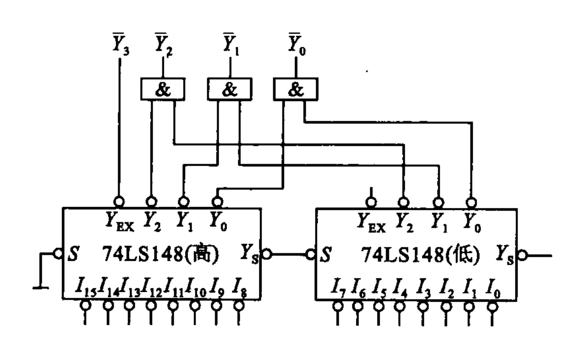


图 8.28 74LS148 级连的 16 线-4 线优先编码器

允许低位片对输入 $I_0 \sim I_7$ 编码。显然，高位片的编码级别优先于低位片。

74LS148 编码器的应用是非常广泛的。例如，常用计算机键盘，其内部就是一个字符编码器。它将键盘上的大、小写英文字母和数字及符号还包括一些功能键（回车、空格）等编成一系列的七位二进制数码，送到计算机的中央处理单元 CPU，然后再进行处理、存储、输出到显示器或打印机上。还可以用 74LS148 编码器监控炉罐的温度，若其中任何一个炉温超过标准温度或低于标准温度，则检测传感器输出一个低电平到 74LS148 编码器的输入端，编码器编码后输出三位二进制代码到微处理器进行控制。

8.6 译码器及数码显示电路

8.6.1 译码器

译码是编码的逆过程，即将每一组输入二进制代码“翻译”成为一个特定的输出信号。实现译码功能的数字电路称为译码器。译码器分为变量译码器和显示译码器。

变量译码器有二进制译码器和非二进制译码器。显示译码器按显示材料分为荧光、发光二极管译码器、液晶显示译码器；按显示内容分为文字、数字、符号译码器。

译码器的种类很多，常见的有二进制译码器、二-十进制译码器和数字显示译码器。

(1) 二进制译码器（变量译码器）

二进制译码器是能将 n 个输入变量变换成 2^n 个输出函数，且输出函数与输入变量构成的最小项具有对应关系的一种多输出组合逻辑电路。

二进制译码器一般具有 n 个输入端、2^n 个输出端和一个（或多个）使能输入端；在使能输入端为有效电平时，对应每一组输入代码，仅一个输出端为有效电平，其余输出端为无效电平（与有效电平相反）；有效电平可以是高电平（称为高电平译码），也可以是低电平（称为低电平译码）。

二进制译码器有 2 线-4 线（2 输入 4 输出）译码器、3 线-8 线（3 输入 8 输出）译码器和 4 线-16 线（4 输入 16 输出）译码器等。图 8.29(a)、(b)所示分别是 74LS138 型 3 线-8 线译码器的逻辑符号和管脚排列图。该译码器真值表如表 8.19 所示。

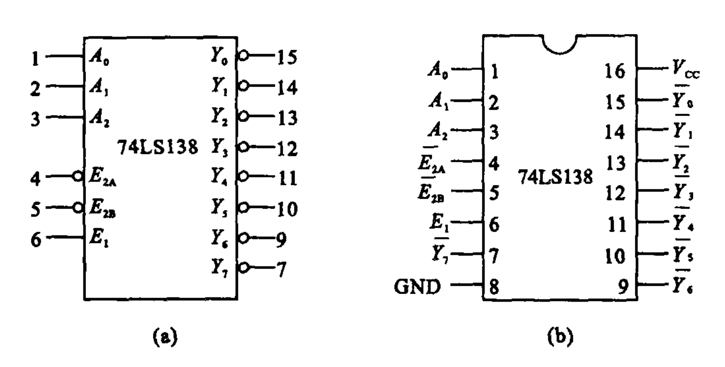


图 8.29　74LS138 译码器的管脚排列图和逻辑功能图

(a) 符号图;(b) 管脚图

表 8.19　74LS138 译码器真值表

输入					输出							
E_1	$\overline{E}_{2A}+\overline{E}_{2B}$	A_2	A_1	A_0	$\overline{Y}_0$	$\overline{Y}_1$	$\overline{Y}_2$	$\overline{Y}_3$	$\overline{Y}_4$	$\overline{Y}_5$	$\overline{Y}_6$	$\overline{Y}_7$
×	1	×	×	×	1	1	1	1	1	1	1	1
0	×	×	×	×	1	1	1	1	1	1	1	1
1	0	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1
1	0	0	0	1	1	0	1	1	1	1	1	1
1	0	0	1	0	1	1	0	1	1	1	1	1
1	0	0	1	1	1	1	1	0	1	1	1	1
1	0	1	0	0	1	1	1	1	0	1	1	1
1	0	1	0	1	1	1	1	1	1	0	1	1
1	0	1	1	0	1	1	1	1	1	1	0	1
1	0	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	0

由真值表可知,当 $E_1=1$, $\overline{E}_2=\overline{E}_{2A}+\overline{E}_{2B}=0$ 时,无论 A_2、A_1 和 A_0 取何值,输出 $Y_0,\cdots,Y_7$ 中有且仅有一个为 0(低电平有效),其余都是 1。

74LS138 可用作函数信号发生器,如图 8.30 所示,实现的逻辑函数为

$$Z=\overline{A}\overline{B}\overline{C}+\overline{A}B\overline{C}+A\overline{B}\overline{C}+ABC$$

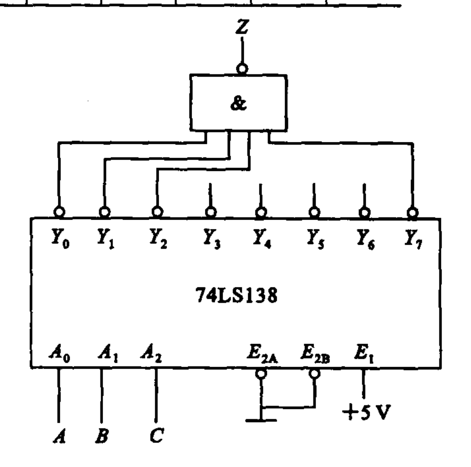


图 8.30　74LS138 实现逻辑函数

(2) 二-十进制译码器

非二进制译码器种类很多,其中二-十进制译码器应用较广泛。二-十进制译码器的功能:将 4 位 BCD 码的 10 组代码翻译成 10 个十进制数字符号对应的输出信号。有 4 个输入端、10 个输出端,所以又称为 4 线-10 线译码器。表 8.20 为其逻辑真值表。

表 8.20 二-十进制译码器逻辑真值表

A_3	A_2	A_1	A_0	Y_9	Y_8	Y_7	Y_6	Y_5	Y_4	Y_3	Y_2	Y_1	Y_0
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1
0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0
0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0
0	0	1	1	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0
0	1	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0
0	1	0	1	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0
0	1	1	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0
0	1	1	1	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0
1	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0
1	0	0	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0

采用完全译码方案从表 8.20 中可看出：

$Y_0=\overline{A}_3\overline{A}_2\overline{A}_1\overline{A}_0$　$Y_1=\overline{A}_3\overline{A}_2\overline{A}_1A_0$　$Y_2=\overline{A}_3\overline{A}_2A_1\overline{A}_0$　$Y_3=\overline{A}_3\overline{A}_2A_1A_0$

$Y_4=\overline{A}_3A_2\overline{A}_1\overline{A}_0$　$Y_5=\overline{A}_3A_2\overline{A}_1A_0$　$Y_6=\overline{A}_3A_2A_1\overline{A}_0$　$Y_7=\overline{A}_3A_2A_1A_0$

$Y_8=A_3\overline{A}_2\overline{A}_1\overline{A}_0$　$Y_9=A_3\overline{A}_2\overline{A}_1A_0$

据表达式可画出图 8.31 二-十进制译码器电路图。将与门换成与非门，则输出为反变量，即为低电平有效。

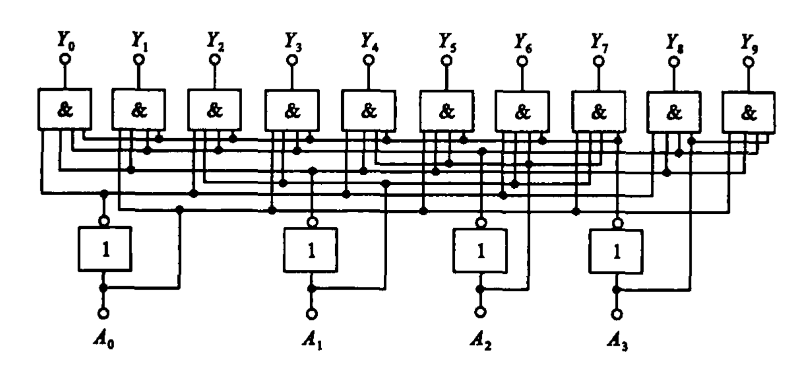


图 8.31 二-十进制译码器电路图

集成 8421BCD 码译码器 74LS42 如图 8.32 所示。

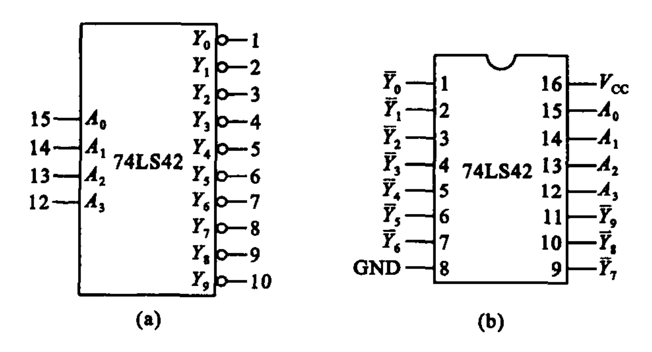


图 8.32 74LS42 二-十进制译码器

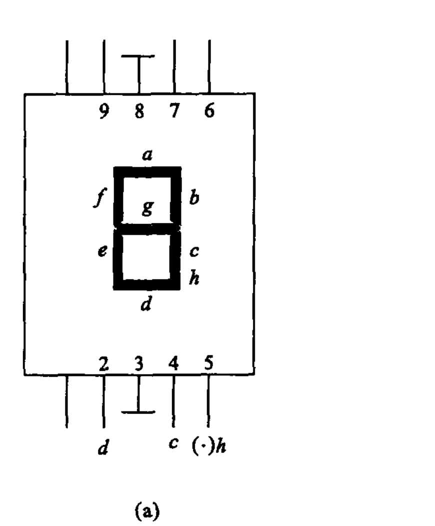
(a) 符号图；(b) 管脚图

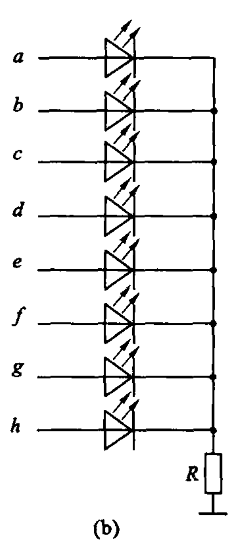
8.6.2　显示译码器

显示译码器常见的是数字显示电路，它通常由译码器、驱动器和显示器等部分组成。

(1) 显示器件

数码显示器按显示方式有分段式、字形重叠式、点阵式。其中，七段显示器应用最普遍。图 8.33(a)所示的半导体发光二极管显示器是数字电路中使用最多的显示器，它有共阳极和共阴极两种接法。共阳极接法(图 8.33(c))是各发光二极管阳极相接，对应阴极接低电平时亮。图 8.33(b)所示为发光二极管的共阴极接法，共阴极接法是各发光二极管的阴极相接，对应阳极接高电平时亮。





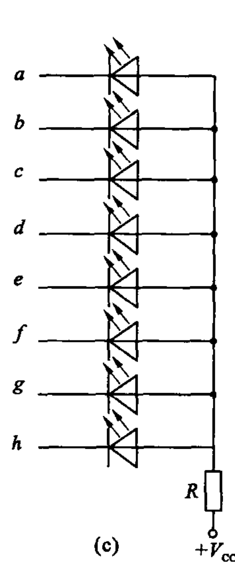


图 8.33　半导体发光数码管的内部接法

数码显示器件种类繁多，其作用是用以显示数字和符号。用于十进制数的显示，目前使用较多的是分段式显示器。图 8.34 是七段数字显示器发光段组合图。

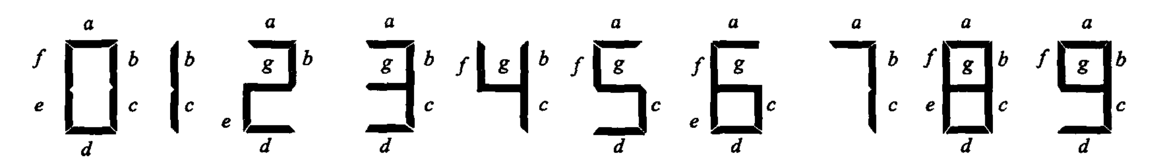


图 8.34　七段数字显示器发光段组合图

(2) 集成电路 74LS48

图 8.35 为显示译码器 74LS48 的管脚排列图，表 8.21 所示为 74LS48 的逻辑功能表，它有三个辅助控制端$\overline{LT}$、$\overline{I}_{BR}$、$\overline{I}_B/\overline{Y}_{BR}$。

$\overline{LT}$为试灯输入：当$\overline{LT}=0$ 时，$\overline{I}_B/\overline{Y}_{BR}=1$ 时，若七段均完好，显示字形是"8"，该输入端常用于检查 74LS48 显示器的好坏；当$\overline{LT}=1$ 时，译码器方可进行译码显示。当$\overline{LT}=1$ 时，且$\overline{I}_{BR}=0$，输入 $A_3A_2A_1A_0=0000$ 时，则$\overline{I}_B/\overline{Y}_{BR}=0$ 使数字符的各段熄灭；$\overline{I}_B/\overline{Y}_{BR}$为灭灯输入/灭灯输出，当 $\overline{I}_{BR}=0$ 时不管输入如何，数码管不显示数字；为控制低位灭零信号，当$\overline{Y}_{BR}=1$ 时，说明本位处于显示状态；若 $\overline{Y}_{BR}=0$，且低位为零，则低位零被熄灭。

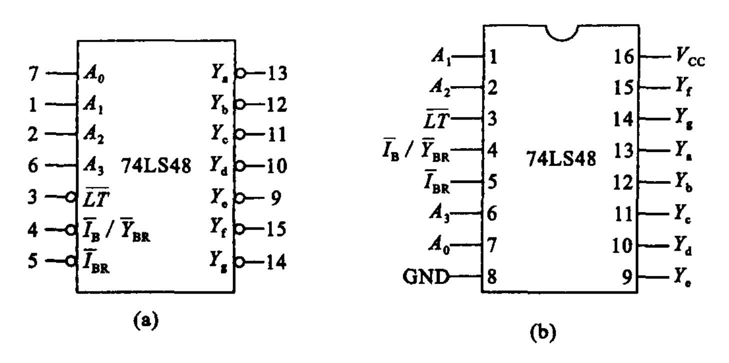


图 8.35 74LS48 译码器的管脚排列图和逻辑功能图

表 8.21 74LS48 的逻辑功能表

数字	输入							输出							字形
十进制	$\overline{LT}$	$\overline{I}_{BR}$	A_3	A_2	A_1	A_0	$\overline{I}_B/\overline{Y}_{BR}$	a	b	c	d	e	f	g	
0	1	1	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1	0	
1	1	×	0	0	0	1	1	0	1	1	0	0	0	0	
2	1	×	0	0	1	0	1	1	1	0	1	1	0	1	
3	1	×	0	0	1	1	1	1	1	1	1	0	0	1	
4	1	×	0	1	0	0	1	0	1	1	0	0	1	1	
5	1	×	0	1	0	1	1	1	0	1	1	0	1	1	
6	1	×	0	1	1	0	1	0	0	1	1	1	1	1	
7	1	×	0	1	1	1	1	1	1	1	0	0	0	0	
8	1	×	1	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1	1	
9	1	×	1	0	0	1	1	1	1	1	0	0	1	1	
	1	×	1	0	1	0	1	0	0	0	0	1	0	1	
	1	×	1	0	1	1	1	0	0	1	1	0	0	1	
	1	×	1	1	0	0	1	0	1	0	0	0	1	1	
灭灯	1	×	1	1	0	1	1	1	0	0	0	0	1	1	
灭零	1	×	1	1	1	0	1	0	0	0	0	1	1	1	
试灯	1	×	1	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	
	×	×	×	×	×	×	0	0	0	0	0	0	0	0	
	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	
	0	×	×	×	×	×	1	1	1	1	1	1	1	1	

8.6.3 应用

(1) 用一个 3 线-8 线译码器实现函数

变量以每个输出端都表示一个最小项，利用这个特点，可以实现逻辑函数。

如表 8.19 所示，当 E_1 接+5V，E_{2A} 和 E_{2B} 接地时，得到对应的输出 Y：

$\overline{Y}_0=\overline{\overline{A}_2\overline{A}_1\overline{A}_0}$ $\quad\overline{Y}_1=\overline{\overline{A}_2\overline{A}_1A_0}$

$\overline{Y}_2=\overline{\overline{A}_2A_1\overline{A}_0}$ $\quad\overline{Y}_3=\overline{\overline{A}_2A_1A_0}$

$\overline{Y}_4=\overline{A_2\overline{A}_1\overline{A}_0}$ $\quad\overline{Y}_5=\overline{A_2\overline{A}_1A_0}$

$\overline{Y}_6=\overline{A_2A_1\overline{A}_0}$ $\quad\overline{Y}_7=\overline{A_2A_1A_0}$

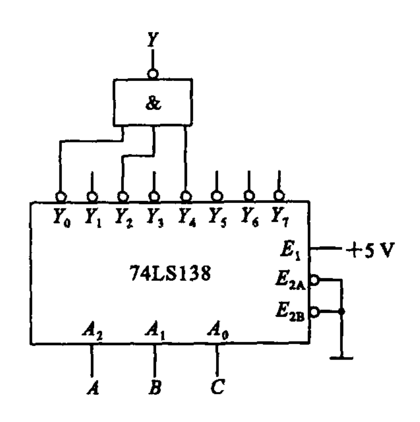


图 8.36　逻辑图

若将输入变量 A、B、C 分别代替 A_2、A_1、A_0，则可得到函数

$$Y=\bar{A}\bar{B}\bar{C}+A\bar{B}\bar{C}+\bar{A}B\bar{C}$$
$$=\overline{\overline{\bar{A}\bar{B}\bar{C}}\cdot\overline{A\bar{B}\bar{C}}\cdot\overline{\bar{A}B\bar{C}}}$$
$$=\overline{\bar{Y}_0\cdot\bar{Y}_4\cdot\bar{Y}_2}$$

可见，用 3 线-8 线译码器再加上一个与非门就可实现函数 Y，其逻辑图如图 8.36 所示。

(2) 用两片 74LS138 实现一个 4 线-16 线译码器

利用译码器的使能端作为高位输入端如图 8.37 所示，当 $A_3=0$ 时，由表 8.19 可知，低位片 74LS138 工作，对输入 A_3、A_2、A_1、A_0 进行译码，还原出 $Y_0\sim Y_7$，则高位禁止工作；当 $A_3=1$ 时，高位片 74LS138 工作，还原出 $Y_8\sim Y_{15}$，而低位片禁止工作。

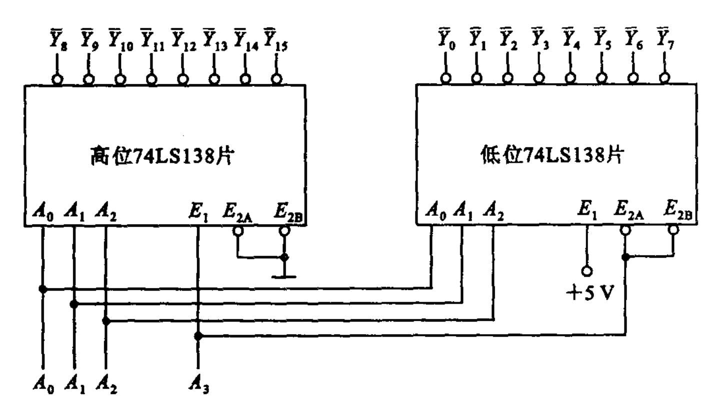


图 8.37　74LS138 实现一个 4 线-16 线译码器

思考与习题

8.6.1　什么是译码？什么是编码？

8.6.2　二进制译码和二-十进制译码有何不同？

8.7　应用举例

8.7.1　水位检测电路

水满报警器电路如图 8.38 所示。其中水箱中的 A、B 两根检测电极，作为水位控制的传感器。当水未满(或未达到预定水位时)，A、B 间为断开状态，阻值很大，所以 CD4011 与非门 1 的输入端为高电平，输出端为低电平，三极管 VT1 截止，则继电器线圈无电流通过，J1 不工作。其控制的动断触点 J1-1 处于闭合状态，从而接通水泵电源，实现注水。同时，由于与非门 3 上的输入端和与非门 1 的输出端相连，也为低电平，故由与非门 3、4 组成的音频振荡器停振而无信号输出，压电陶瓷片 HTD 不发出报警声响。另外，与非门 2 输出为高电平，发光二极管 LED 也不发光。

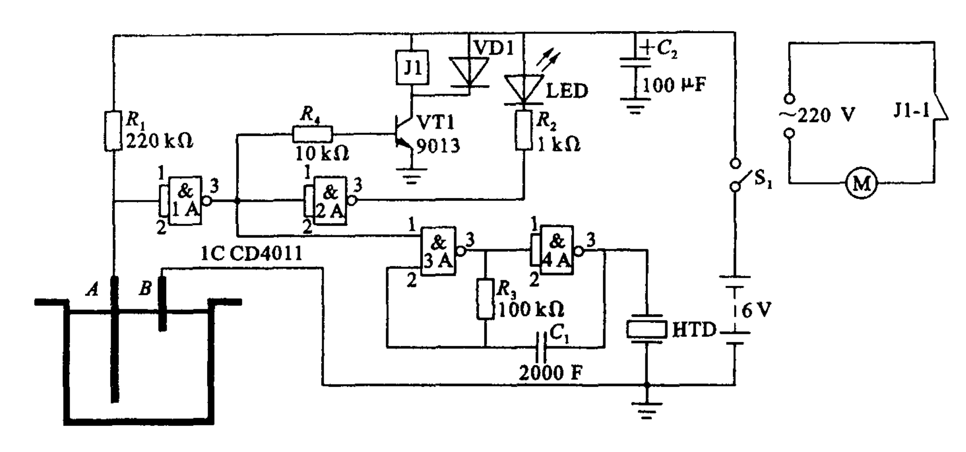


图 8.38 水满报警器电路

8.7.2 触摸式双音调门铃

如图 8.39 所示的触摸式双音调门铃不设按钮，而是用一对触摸片作为门铃的启动开关。当人手接触到触摸片时，通过人体电阻使触摸片从电源端获得一定的高电平将电路启动，其电路组成如图所示。电路由一只六反相器 CD4069 组成。用其中的两个门组成启动与停止控制电路，两个门组成音频振荡器，另外两个门组成控制音频振荡器的节奏振荡器。

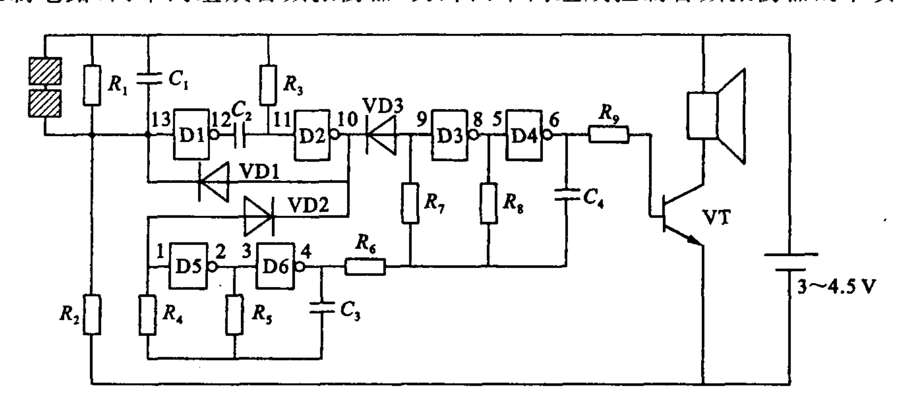


图 8.39 触摸式双音调门铃电路

8.7.3 用门电路组成的警笛声发生器

用门电路组成的多谐振荡器可以驱动发光二极管发出变化无穷的彩色闪光。用多谐振荡器输出的脉冲驱动扬声器可以发出声响。用一种频率的信号源可使扬声器发出单一频率的声响；用几种频率的信号源混合后可以发出各种不同的声响。根据这个原理，可以有目的地选用不同频率的信号源进行混合，以取得我们所需要的各种声响。如图 8.40 所示为用门电路组成的警笛声发生器。

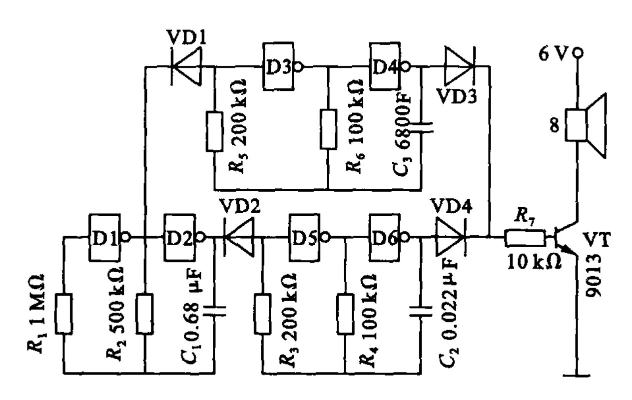


图 8.40　用门电路组成的警笛声发生器电路

习　题

8.1　将下列的二进制数转换成十进制数

(1) 1011;(2) 10101;(3) 11111;(4) 100001。

8.2　将下列的十进制数转换成二进制数

(1) 8;(2) 27;(3) 31;(4) 100。

8.3　完成下列的数制转换

(1) $(255)_{10}=(\quad)_2=(\quad)_{16}=(\quad)_{8421BCD}$;

(2) $(11010)_2=(\quad)_{16}=(\quad)_{10}=(\quad)_{8421BCD}$;

(3) $(3FF)_{16}=(\quad)_2=(\quad)_{10}=(\quad)_{8421BCD}$;

(4) $(1000\ 0011\ 0111)_{8421BCD}=(\quad)_{10}=(\quad)_2=(\quad)_{16}$。

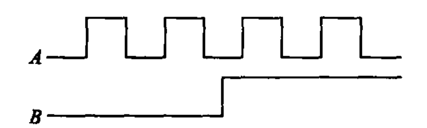


图 8.41　习题 8.5

8.4　完成下列二进制的算术运算

(1) 1011+111;(2) 1000−11;(3) 1101×101;(4) 1100÷100。

8.5　设:$Y_1=\overline{AB}$,$Y_2=\overline{A+B}$,$Y_3=A\oplus B$。

已知 A、B 的波形如图 8.41 所示。试画出 Y_1、Y_2、Y_3 对应 A、B 的波形。

8.6　试写出图 8.42 两逻辑图的表达式。

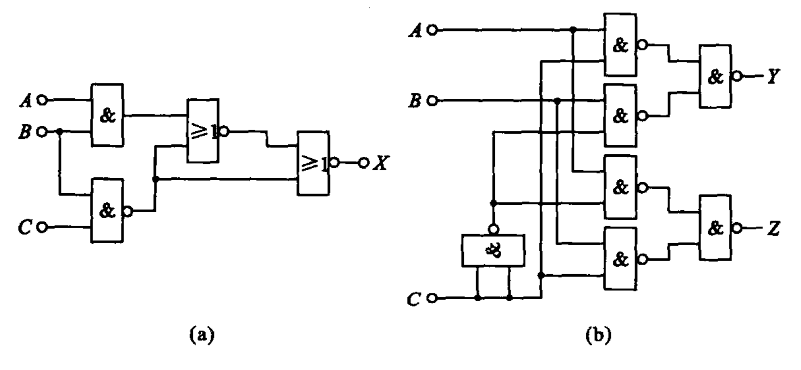


图 8.42　习题 8.6

8.7　已知真值表如表 8.22(a)、(b)所示,试写出对应的逻辑表达式。

表 8.22　习题 8.7(a)

A	B	C	Y
0	0	0	0
0	0	1	1
0	1	0	1
0	1	1	0
1	0	0	1
1	0	1	0
1	1	0	0
1	1	1	1

表 8.22　习题 8.7(b)

A	B	C	D	Y
0	0	0	0	0
0	0	0	1	0
0	0	1	0	0
0	0	1	1	0
0	1	0	0	0
0	1	0	1	0
0	1	1	0	0
0	1	1	1	1
1	0	0	0	0
1	0	0	1	0
1	0	1	0	1
1	0	1	1	1
1	1	0	0	0
1	1	0	1	1
1	1	1	0	1
1	1	1	1	1

8.8　用公式化简下列逻辑函数。

(1) $Y=A\bar{B}+B+\bar{A}B$;

(2) $Y=\bar{A}B\bar{C}+A+\bar{B}+C$;

(3) $Y=\overline{A+B+C}+A\,\overline{BC}$;

(4) $Y=A\bar{B}CD+ABD+A\bar{C}D$;

(5) $Y=A\bar{C}+ABC+AC\bar{D}+CD$;

(6) $Y=\bar{A}\,\bar{B}\,\bar{C}+A+B+C$;

(7) $Y=AD+A\bar{D}+\bar{A}B+\bar{A}C+BFE+CEFG$;

(8) $Y=(A,B,C)=\sum_m(0,1,2,3,4,5,6,7)$;

(9) $Y=(A,B,C)=\sum_m(0,1,2,3,4,6,7)$;

(10) $Y=(A,B,C)=\sum_m(0,2,3,4,6)\cdot\sum_m(4,5,6,7)$。

8.9　将下列各函数式化为最小项之和的形式。

(1) $Y=A\bar{B}C+AC+B\bar{C}$

(2) $Y=\bar{A}B\bar{C}D+A\bar{B}D+\bar{A}D$

(3) $Y=(A+B)(AC+\bar{D})$

(4) $Y=BC+\overline{\overline{AB}+(\bar{C}+\bar{D})}$

(5) $Y=A\bar{B}+B\bar{C}+\bar{A}C$

8.10　用代数法将下列逻辑函数化简为最简与-或形式。

(1) $Y=A\bar{B}+B+\bar{A}B$

(2) $Y=A\bar{B}C+\bar{A}+B+\bar{C}$

(3) $Y=\overline{\bar{A}BC}+\overline{A\bar{B}}$

(4) $Y=A+ABC+A\,\overline{BC}+BC+\bar{B}C$

(5) $Y=\bar{A}\,\bar{B}+(AB+A\bar{B}+\bar{A}B)C$

(6) $Y=(A\oplus B)C+ABC+\bar{A}\,\bar{B}C$

(7) $Y=\bar{D}\cdot\overline{A\bar{B}\bar{D}+\bar{A}B\bar{D}}$

8.11　下列各题中，变量 A、B、C 为哪些组合时函数值为 1？

(1) $Y=AB+BC+\bar{A}C$;

(2) $Y=ABC+A\bar{B}C+\bar{A}B\bar{C}+\bar{A}\,\bar{B}C$；

(3) $Y=\overline{AB+B\overline{C}}\cdot(A+B)$。

8.12　试说明能否将与非门、或非门、异或门当作反相器使用？如果可以，其他输入端应如何连接？

8.13　分析图 8.43 所示逻辑电路的逻辑功能。

8.14　分析图 8.44 所示的组合逻辑电路，并画出其简化逻辑电路图。

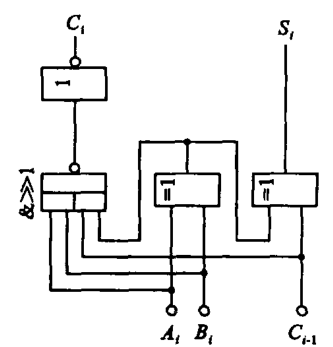


图 8.43　习题 8.13

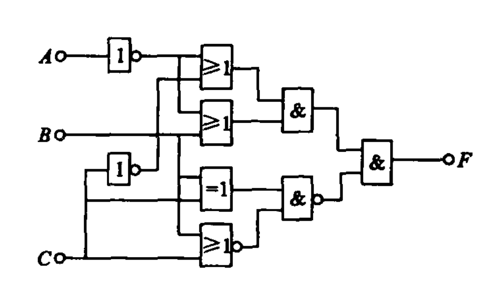


图 8.44　习题 8.14

8.15　分析图 8.45 所示的逻辑电路，并解答如下问题：

(1) 指出在哪些输入取值下，输出 Y 的值为 1。

(2) 用异或门实现该电路的逻辑功能。

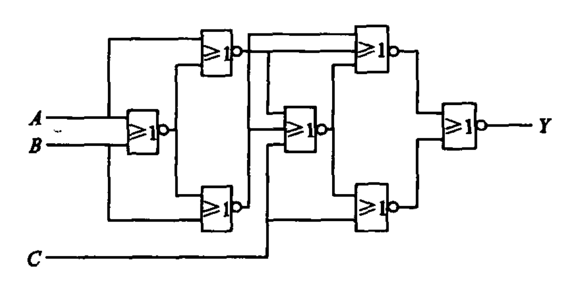


图 8.45　习题 8.15

8.16　试分析图 8.46 所示电路的逻辑功能。

8.17　设计一个逻辑电路，满足图 8.47 的框图，A、B 为输入；X、Y 为输出；C 为控制端。

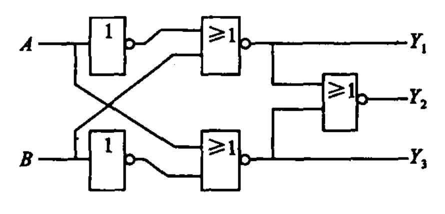


图 8.46　习题 8.16

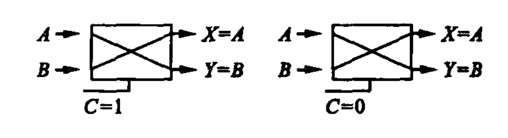


图 8.47　习题 8.17

8.18　用与非门设计一个四变量表决电路。当变量 A、B、C、D 有 3 个或 3 个以上为 1 时，输出为 $Y=1$，输入为其他状态时输出 $Y=0$。

8.19　将 74LS138 扩展为 6 线-64 线译码器(用一片 74LS138 作为片选，可能比较方便)。

8.20　在 74LS48 的 $\bar{I}_B$ 输入一周期 $T=2$ s 的方波时，显示效果如何？在 $\bar{I}_B$ 输入一频率高于 25 Hz 的占空比可调的矩形波时，显示效果如何？

8.21　某医院有 7 间病房：1、2、…、7，1 号病房是最重的病员，2、3、…、7 依次减轻，试用 74LS148、74LS48、半导体数码管组成一个呼叫、显示电路，要求：有病员压下呼叫开关时，显示电路显示病房号(提示：用的 74LS48$\bar{Y}_{EX}$作 74LS48 的灭灯信号)。已知 8 线-3 线优先编码器 74LS148 的功能表如表 8.23，符

号如图 8.48 所示。

表 8.23　习题 8.21 74LS148 的功能表

输入									输出				
$\overline{S}$	$\overline{I}_0$	$\overline{I}_1$	$\overline{I}_2$	$\overline{I}_3$	$\overline{I}_4$	$\overline{I}_5$	$\overline{I}_6$	$\overline{I}_7$	$\overline{Y}_2$	$\overline{Y}_1$	$\overline{Y}_0$	$\overline{Y}_S$	$\overline{Y}_{EX}$
1	×	×	×	×	×	×	×	×	1	1	1	1	1
0	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	0	1
0	×	×	×	×	×	×	×	0	0	0	0	1	0
0	×	×	×	×	×	×	0	1	0	0	1	1	0
0	×	×	×	×	×	0	1	1	0	1	0	1	0
0	×	×	×	×	0	1	1	1	0	1	1	1	0
0	×	×	×	0	1	1	1	1	1	0	0	1	0
0	×	×	0	1	1	1	1	1	1	0	1	1	0
0	×	0	1	1	1	1	1	1	1	1	0	1	0
0	0	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	0

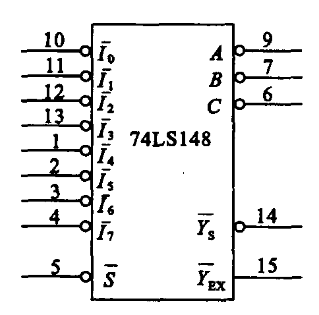


图 8.48　习题 8.21

8.22　有奖竞赛共有 4 道命题，A 题 40 分，B 题 30 分，C 题 20 分，D 题 10 分。猜对者得满分，猜错者得 0 分，总分大于 60 分者均可获奖。试设计逻辑电路，评定获奖者。

8.23　设计一个二输入、三输出的组合逻辑电路，A、B 为输入，F_1、F_2、F_3 为输出，要求 $A>B$ 时，$F_1=1,F_2=F_3=0$；$A<B$ 时，$F_1=F_3=0$；$A=B$ 时，$F_3=1,F_1=F_2=0$。

8.24　设计一个组合电路，该电路输入端接收两个二位二进制数 $A=A_1A_0$，$B=B_1B_0$。当 $A\geqslant B$ 时，输出 $Z=1$，否则 $Z=0$。

8.25　选择合适的门电路设计一个检测电路，检测四位二进制码中 1 的个数是否为偶数。若为偶数个 1，则输出为 0，否则为 1。

8.26　用 74LS138 型 3 线-8 线译码器实现逻辑函数 $Y=AB+AC$，画出电路图。

8.27　用 3 线-8 线译码器实现 $Y=AB+AC+BC$。

8.28　试用 74LS151 实现逻辑函数 $Y=A+BC$。

8.29　试用 74LS138 实现下列逻辑函数(允许附加门电路)：

$Y_1=A\overline{C}$；

$Y_2=AB\overline{C}+\overline{A}C$ 。

9　集成触发器及时序逻辑电路

内容提要

本章介绍 RS 触发器、JK 触发器、D 触发器以及由它们构成的寄存器、计数器。本章内容是数字电路的重要部分。

本章重点

RS 触发器、JK 触发器、D 触发器的逻辑功能。它们是数字时序逻辑电路的重要组成器件。

本章难点

时序逻辑电路的分析与设计。

易疏忽的问题

不同触发方式的触发器工作过程的区别。

触发器是一种具有记忆功能的基本逻辑单元。不同于第 8 章中所介绍的门电路，触发器的输出不仅与当前的输入有关，还与以前的输出状态有关。触发器按稳定工作状态可分为双稳态触发器、单稳态触发器和多谐振荡器(无稳态触发器)。本章中主要介绍双稳态触发器。

9.1　双稳态触发器

双稳态触发器具有 0 和 1 两种稳定状态，在触发信号的作用下，触发器可以从一种稳定状态转换到另一种稳定状态。触发器按逻辑功能可分为 RS 触发器、JK 触发器、D 触发器、T 和 T' 触发器；按触发方式可分为基本触发器、电平触发器和边沿触发器；按电路结构可分为主从型触发器和维持阻塞型触发器。

9.1.1　*RS* 触发器

(1) 基本 RS 触发器

如图 9.1 所示两个与非门交叉连接组成了一个基本 RS 触发器。它有两个输出端 Q 和 $\bar{Q}$，正常工作时二者逻辑状态相反，规定触发器的状态即 Q 端状态。当 $Q=1$，$\bar{Q}=0$ 时称“1”

态也即置位状态；当 $Q=0,\bar{Q}=1$ 时称"0"态也即复位状态。输入端 $\bar{R}_D$ 称为复位端或置 0 端，输入端 $\bar{S}_D$ 称为置位端或置 1 端。

为了分析触发器的状态转换和逻辑功能，规定 Q^n 为初态，Q^{n+1} 为次态。基本 RS 触发器逻辑功能表如表 9.1 所示。

表 9.1 基本 RS 触发器逻辑功能表

$\bar{S}_D$	$\bar{R}_D$	Q	$\bar{Q}$
0	0	不定	
0	1	1	0
1	0	0	1
1	1	维持原态	

当 $\bar{S}_D=1,\bar{R}_D=0$ 时，与非门 G_1 输出 $\bar{Q}=1$，反馈到 G_2 门，使 G_2 的两个输入均为 1，因而输出 $Q=0$。同时 $Q=0$ 又反馈到 G_1 门，确保 G_1 输出 $\bar{Q}=1$，触发器状态为"0"态。即使输入信号 $\bar{R}_D$ 消失或变换为 1，触发器状态仍然不变。

同样分析其他三种情况。

当 $\bar{S}_D=0,\bar{R}_D=1$ 时，与非门 G_2 输出 $Q=1$，反馈到 G_1 门，使 G_1 的两个输入均为 1，因而输出 $\bar{Q}=0$。同时 $\bar{Q}=0$ 又反馈到 G_2 门，确保 G_2 输出 $Q=1$，触发器状态为"1"态。即使输入信号 $\bar{S}_D$ 消失或变换为 1，触发器状态仍然不变。

当 $\bar{S}_D=1,\bar{R}_D=1$ 时，触发器保持原来状态不变。

当 $\bar{S}_D=0,\bar{R}_D=0$ 时，与非门 G_1 和 G_2 均输出 1，触发器状态不正常，称为不定状态。当输入信号发生变换时，因门电路翻转速度的不确定性，使得触发器状态将不能确定。因此应避免此种情况的出现。

基本 RS 触发器波形如图 9.2 所示。

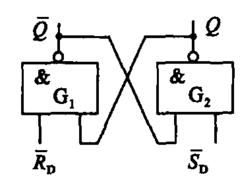


图 9.1 基本 RS 触发器逻辑图

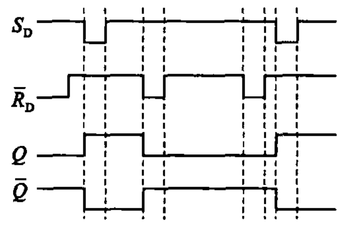


图 9.2 基本 RS 触发器波形图

(2) 可控 RS 触发器

数字电路中，触发器需要和其他逻辑电路协调工作，这就需要一个同步信号来协调触发器和其他逻辑电路的动作。同步信号也是一种控制信号，通常采用脉冲信号，常称为时钟脉冲信号 CP(Clock Pulse)。

图 9.3 所示为可控 RS 触发器的逻辑图。其中，G_3 和 G_4 组成基本 RS 触发器，$\bar{S}_D$ 为直接置位端，$\bar{R}_D$ 为直接复位端，常用来设置触发器初始状态，触发器开始工作后，一般应设为高电平，不起作用；R、S 为数据输入端，Q 和 $\bar{Q}$ 为输出端，CP 为时钟脉冲输入端。可控 RS 触发器逻辑符号如图 9.4 所示。

下面分析触发器工作时的状态转换，令 $\bar{R}_D=\bar{S}_D=0$。

当 $CP=0$ 时，与非门 G_1、G_2 不论 R、S 信号是什么，输出均为 1，即 R、S 信号被封锁。此时对 G_3 和 G_4 组成基本 RS 触发器来说，输入信号均为 1，触发器保持原来状态不变。

当 $CP=1$ 时，G_1 输出 $\bar{R}$，G_2 输出 $\bar{S}$，即 G_3 的输入信号为 $\bar{R}$，G_4 的输入信号为 $\bar{S}$，此时工作过程与基本 RS 触发器一致，此处不再叙述。可控 RS 触发器波形如图 9.5 所示。

触发器的重要用途之一即构成计数器，用于计数。当计数时，每输入一个计数脉冲，触

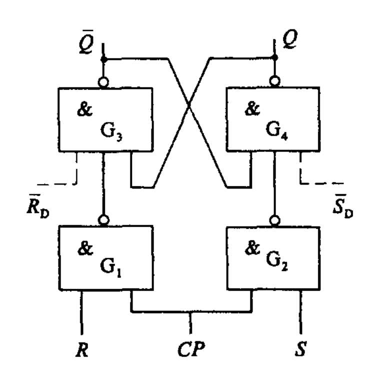




图 9.3　可控 *RS* 触发器逻辑图

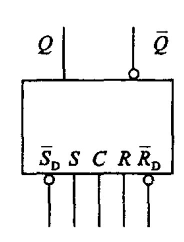


图 9.4　可控 *RS* 触发器逻辑符号

发器状态改变一次，根据触发器的状态改变的次数记录下脉冲的个数，实现计数功能。为此必须保证触发器只在脉冲到来时状态发生改变。对于可控触发器而言，对照表 9.2 会发现，只要当 *CP* 处在有效电平状态下，输入端 *R*、*S* 发生变化，触发器状态也随之发生改变，即在一个脉冲下，触发器状态会发生多次变化。这种在一个脉冲作用下，触发器状态发生两次或两次以上变化的现象，称之为空翻。而根据计数要求，有空翻现象的触发器不能用来构成计数器。因此后面将介绍能防止空翻的触发器。

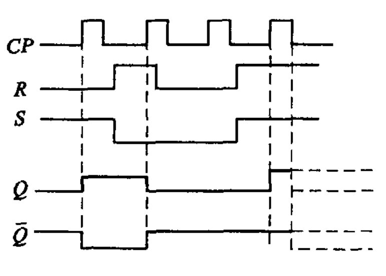


图 9.5　可控 *RS* 触发器波形图

表 9.2　可控 *RS* 触发器逻辑功能表

CP	*R*	*S*	*Q*	$\bar{Q}$
0	Φ	Φ	维持原态	
1	0	0	维持原态	
	0	1	1	0
	1	0	0	1
	1	1	不定	

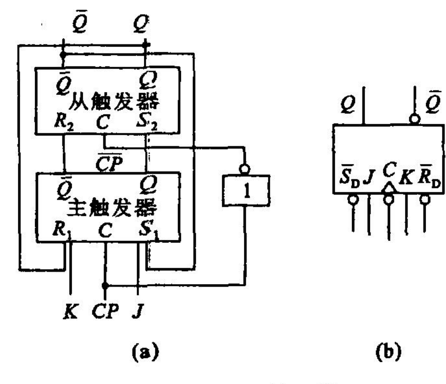
9.1.2　*JK* 触发器

如图 9.6 所示为主从型 *JK* 触发器的逻辑图和逻辑符号。其中 *J* 和 *K* 为信号输入端，$\bar{S}_D$ 为直接置位端，$\bar{R}_D$ 为直接复位端，*Q* 和 $\bar{Q}$ 为输出端，*CP* 为时钟脉冲输入端。就结构而言，主从型 *JK* 触发器是由两个可控 *RS* 触发器组成的，主触发器的两个输入端为逻辑与，分别为 $S_1=J\bar{Q}$，$R_1=KQ$，主触发器的输出端作为从触发器的输入端，从触发器的输入端即触发器输出端。*JK* 触发器波形如图 9.7 所示。

当 $J=0$，$K=0$ 时，主触发器被封锁，输出保持不变，故从触发器输出也保持不变。

当 $J=1$，$K=1$ 时，主触发器输入 $S_1=J\bar{Q}=\bar{Q}$，$R_1=KQ=Q$。设触发器的初态为“0”态，可得 $S_1=1$，$R_1=0$，当 *CP* 脉冲到来后（$CP=1$），主触发器输出为 $Q=1$，$\bar{Q}=0$，也即从触发器输入为 $S_2=1$，$R_2=0$，当 *CP* 脉冲由 1 跳变为 0 时，从触发器输出即 *JK* 触发器输出为“1”态。同理设触发器的初态为“1”态，可得 $S_1=0$，$R_1=1$，当 *CP* 脉冲到来后（$CP=1$），主触发器输出为 $Q=0$，$\bar{Q}=1$，即从触发器输入为 $S_2=0$，$R_2=1$，当 *CP* 脉冲下跳，*JK* 触发器输出跳变为“0”态。即无论触发器初态为何，当 $J=1$，$K=1$ 时，触发器输出均翻转。

当 $J=1$，$K=0$ 时，设触发器的初态为“0”态。主触发器输入 $S_1=1$，$R_1=0$，当 $CP=1$，主触发器输出跳变为“1”态，从触发器输入为 $S_2=1$，$R_2=0$，当 *CP* 脉冲下跳，*JK* 触发器输



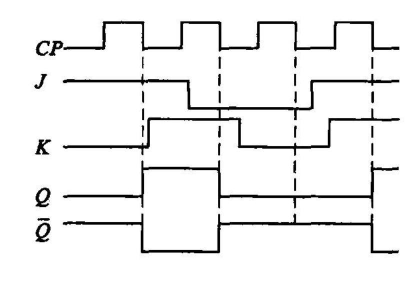


图 9.6 JK 触发器

(a) JK 触发器逻辑图;(b) JK 触发器逻辑符号

图 9.7 JK 触发器波形图

出跳变为"1"态。设触发器的初态为"1"态，主触发器输入 $S_1=0, R_1=0$，当 $CP=1$，主触发器输出为"1"态，从触发器输入为 $S_2=0, R_2=0$，当 CP 脉冲下跳，JK 触发器输出维持为"1"态。即无论触发器初态为何，当 $J=1, K=0$ 时，触发器输出均为"1"态，称为置 1。

同理可分析 $J=0, K=1$ 时的情况，结果是无论触发器初态为何，当 $J=0, K=1$ 时，触发器输出均为"0"态，称为置 0。具体过程读者可自行分析。JK 触发器逻辑功能表如表 9.3 所示。

表 9.3 JK 触发器逻辑功能表

J	K	Q^{n+1}
0	0	维持原态
0	1	置 0
1	0	置 1
1	1	翻转

由于 JK 触发器的输出为从触发器的输出，而从触发器必须在时钟脉冲下跳时才被触发，即属于下降沿(负边沿)触发。边沿触发方式用方框内 ∧ 符号表示，若加上 CP 端靠近方框处的一小圆圈，则为下降沿(负边沿)触发;若 CP 端靠近方框处无一小圆圈，则为上升沿(正边沿)触发。

由此可得 JK 触发器的逻辑函数表达式(即特性方程)为

$$Q^{n+1} = J\bar{Q}^n + \bar{K}Q^n \tag{9.1}$$

74LS112 JK 触发器的引脚排列图和实物图如图 9.8、图 9.9 所示。

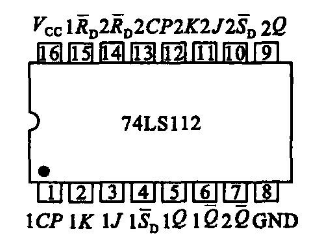


图 9.8 74LS112 JK 触发器外引脚排列图

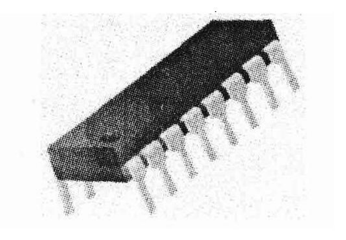


图 9.9 SN74LS112AN 实物图

9.1.3 D 触发器

D 触发器是一种具有数据记忆、锁储功能的触发器，常被称为 D 锁存器。D 触发器有两种不同的触发方式:电平触发方式和边沿触发方式。

(1) 电平触发式 D 触发器

如图 9.10 所示为由可控 RS 触发器组成的 D 触发器，这样可控 RS 触发器的输入端必为"非"的关系，从而避免了不定情况的出现。

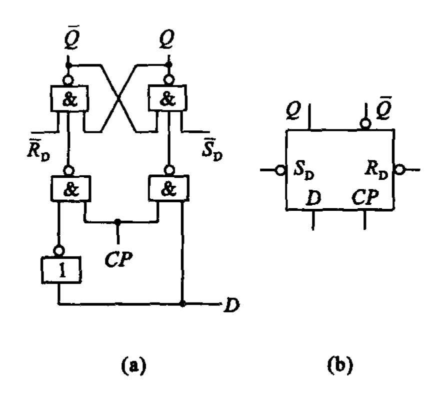


图 9.10　电平触发式 D 触发器

(a) 电平触发式 D 触发器逻辑图；

(b) 电平触发式 D 触发器逻辑符号

当 $CP=0$ 时，输入端 D 被封锁，数据无法送入，触发器状态保持不变。

当 $CP=1$ 时，若 $D=1$，即可控 RS 触发器的输入端 $S=D=1, R=\overline{D}=0$，触发器置 1；若 $D=0$，即可控 RS 触发器的输入端 $S=D=0, R=\overline{D}=1$，触发器置 0。即触发器输出状态同 D 输入端状态。如表 9.4 所示。

由此可得 D 触发器的逻辑函数表达式（即特性方程）为

$$Q^{n+1}=D \tag{9.2}$$

(2) 边沿触发式 D 触发器

另一种边沿触发式 D 触发器如图 9.11 所示，为维持阻塞型 D 触发器。其逻辑功能与电平触发式 D 触发器一样，只是触发方式不同。在 CP 上升沿时，触发器输出等于 D；在 CP 高电平、低电平和下降沿时，触发器输出保持不变。

表 9.4　D 触发器逻辑功能表

D	Q_{n+1}
0	0
1	1

D 触发器的波形图和实物图如图 9.12、图 9.13 所示。

(3) D 触发器应用

应用举例：如图 9.14 的连接方式，为二分频逻辑图。

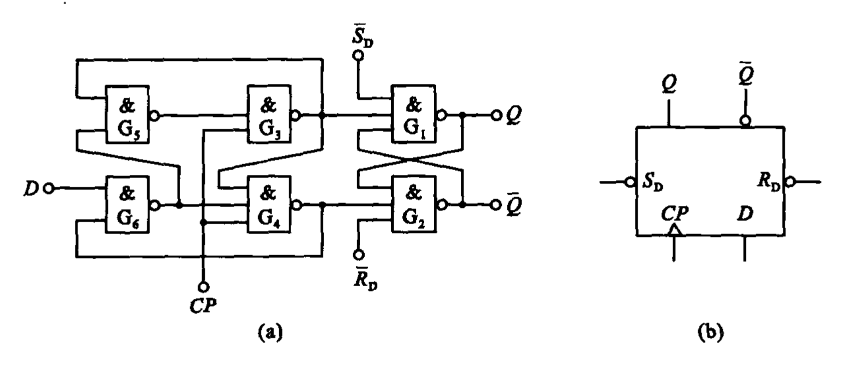


图 9.11　边沿触发式 D 触发器

(a) 边沿触发式 D 触发器逻辑图；(b) 边沿触发式 D 触发器逻辑符号

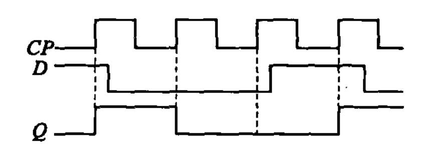
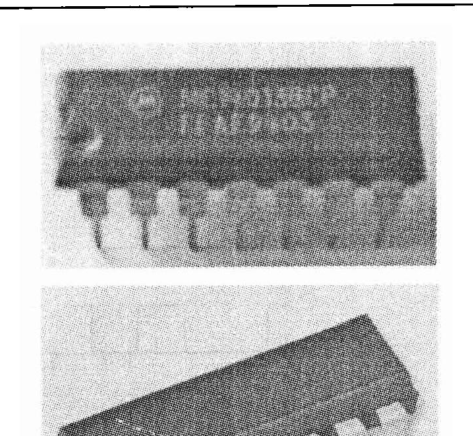


图 9.12　D 触发器波形图

$Q^{n+1}=D=\overline{Q^n}$，即每个 CP 上升沿到来时 Q 波形翻转一次。

集成双 D 触发器 74LS74 的引脚排列图和结构图如图 9.15、图 9.16 所示。



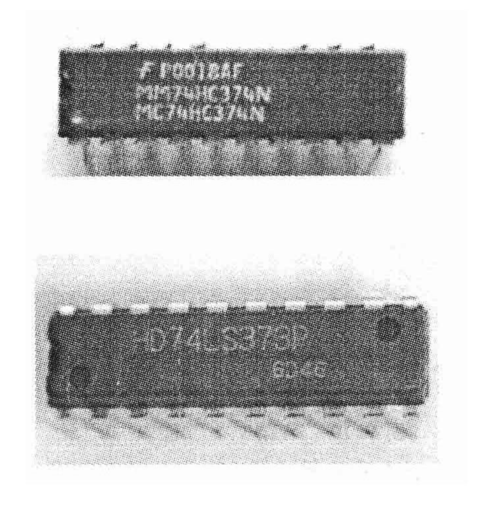
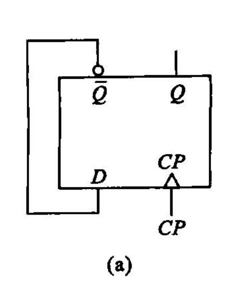


图 9.13 不同型号 *D* 触发器实物图



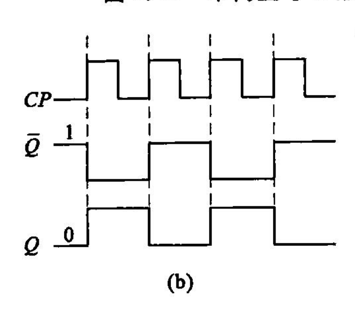


图 9.14 *D* 触发器二分频

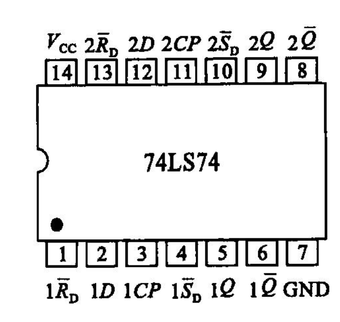


图 9.15 74LS74 *D* 触发器外引脚排列图

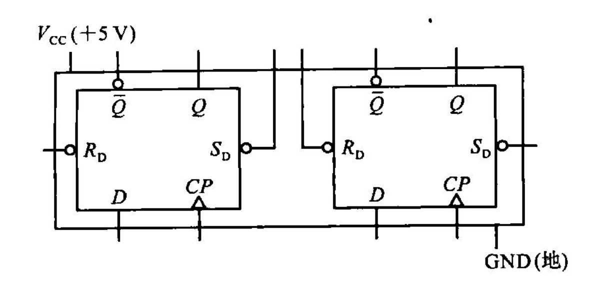


图 9.16 74LS74 *D* 触发器结构图

思考与练习

9.1.1 电平触发方式与边沿触发方式有何不同?

9.1.2 何谓空翻现象?边沿触发方式的触发器能否避免空翻?

9.1.3 基本 *RS* 触发器 $\bar{R}_D$ 和 $\bar{S}_D$ 端波形如图 9.17 所示,试作出输出端 *Q* 的波形。设触发器初态为"0"态。

9.1.4 可控 *RS* 触发器 *CP*、*R* 及 *S* 波形如图 9.18 所示,试作出输出端 *Q* 的波形。设触发器初态为"0"态。

9.1.5 负边沿 *JK* 触发器 *CP*、*J* 和 *K* 波形如图 9.19 所示,作输出端 *Q* 的波形。设触发器初态为"1"态。

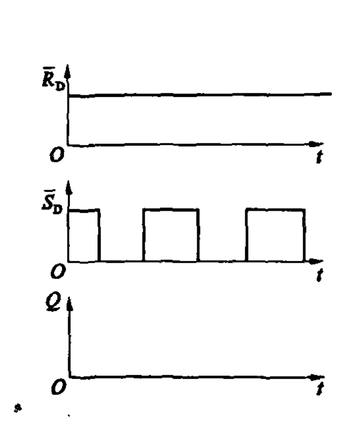


图 9.17　习题 9.1.3 图

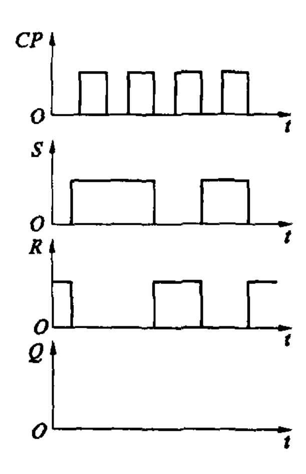


图 9.18　习题 9.1.4 图

9.1.6　正边沿 D 触发器 CP 和 D 波形如图 9.20 所示，作输出端 Q 的波形。设触发器初态为“1”态。

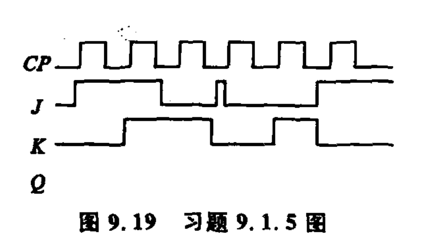


图 9.19　习题 9.1.5 图

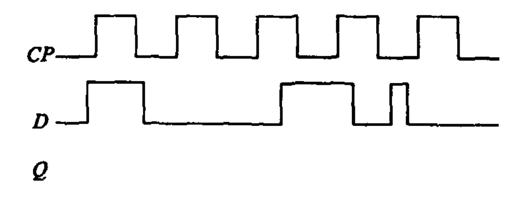


图 9.20　习题 9.1.6 图

9.2　寄　存　器

寄存器是由触发器组成的时序逻辑电路，用来暂时存放数据或指令。可分为数码寄存器和移位寄存器。

9.2.1　数码寄存器

如图 9.21 所示为由四位 D 触发器组成的数码寄存器。其中 A_0～A_3 为待存数据，Q_0～Q_3 为输出数据。其工作过程比较简单，当接收脉冲到达后，将待存数据送至各 D 触发器，取数脉冲加入后将所存数据送出。典型芯片如图 9.22 所示。

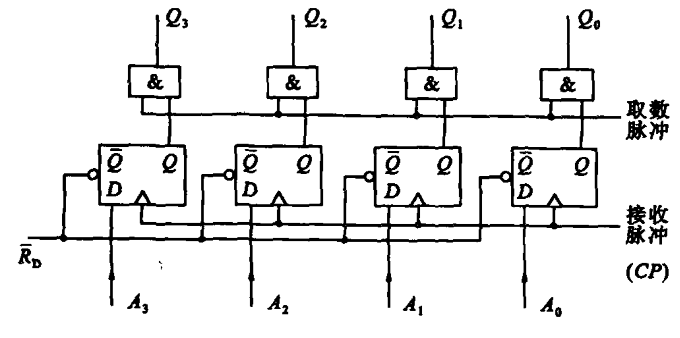


图 9.21　数码寄存器

9.2.2 移位寄存器

移位寄存器相对于数码寄存器多了移位功能。所谓“移位”，就是将寄存器所存数据，在单个移位脉冲的作用下，向左或向右移动一位。根据移位即输入方向，常把它分成左移寄存器、右移寄存器和双向移位寄存器三种；根据移出方向可分为串行输出和并行输出。

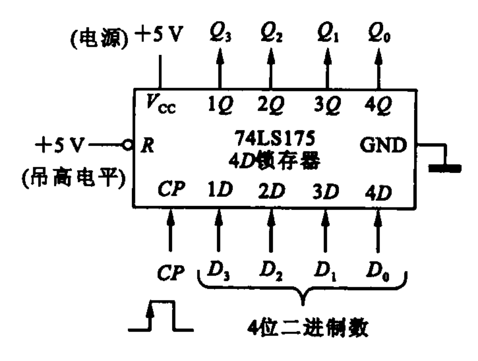


图 9.22 数码寄存器 74LS175

(1) 单向移位寄存器

如图 9.23 所示是由 D 触发器组成的四位移位寄存器。数据输入端 D_i 从最左端输入。工作前先由清零脉冲 CL 复位。设要寄存的数据为 1101。首先 $D_i=1$，第一个移位脉冲上升沿到来时 $Q_1=1$，其余触发器输出保持为 0。接下来 $D_i=1$，第二个移位脉冲上升沿到来时 $Q_2=1$，$Q_1=1$，其余两个触发器输出仍为 0。再下来 $D_i=0$，第三个移位脉冲上升沿到来时 $Q_1=0$，$Q_2=1$，$Q_3=1$。最后 $D_i=1$，第三个移位脉冲上升沿到来时 $Q_1=1$，$Q_2=0$，$Q_3=1$，$Q_4=1$，全部数据从输出端并行输出。其过程可参看表 9.5。

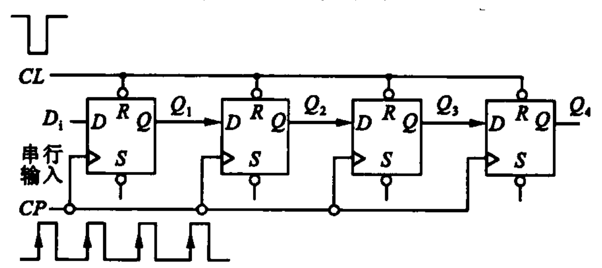


图 9.23 右移寄存器

表 9.5 右移寄存器工作过程

脉 冲	Q_1	Q_2	Q_3	Q_4
清 零	0	0	0	0
移 位	1	0	0	0
移 位	1	1	0	0
移 位	0	1	1	0
移 位	1	0	1	1

(2) 双向移位寄存器

在控制端作用下，既能左移又能右移的寄存器即双向移位寄存器。如图 9.24 所示为 74LS194 芯片，其功能如表 9.6 所示，其实物图如图 9.25 所示。

表 9.6 双向移位寄存器 74LS194 功能表

CLR	CP	S_1	S_0	功 能
0	Φ	Φ	Φ	清零
1	上升沿	0	0	保持
1	上升沿	0	1	右移
1	上升沿	1	0	左移
1	上升沿	1	1	并入

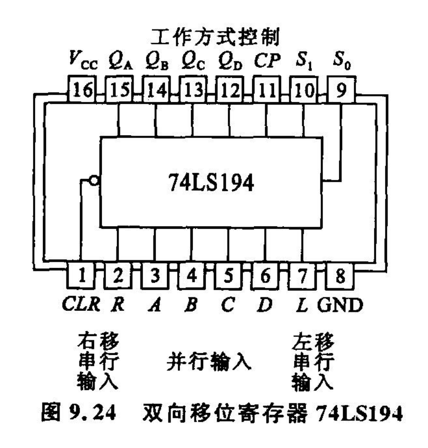


图 9.24 双向移位寄存器 74LS194

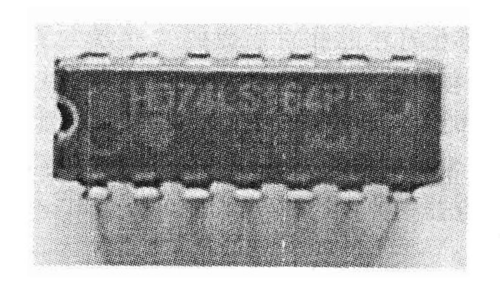


图 9.25 移位寄存器 74LS194 实物图

思考与练习

9.2.1 如图 9.26 所示，分析左移寄存器的工作过程。

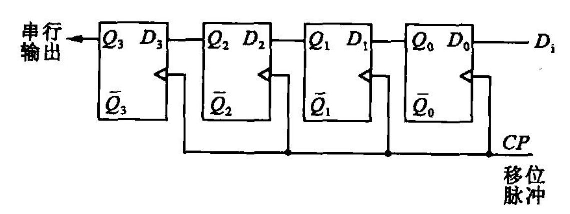


图 9.26 习题 9.2.1 图

9.2.2 简要说明移位寄存器与数码寄存器的区别。

9.3 计 数 器

数字逻辑系统中，能对脉冲进行计数的逻辑部件就是**计数器**。计数器按数字的增大或减小可分为加法计数器、减法计数器以及能加能减的可逆计数器；按进制分为二进制计数器、十进制计数器和 N 进制计数器；按引入脉冲方式可分为同步计数器和异步计数器。

9.3.1 二进制计数器

二进制数只有 0 和 1 两个数字，遵循“加 1 计数，逢 2 进 1”的规则。本节介绍两种不同类型的二进制计数器。

(1) 异步二进制计数器

在异步计数器中，有的触发器直接受输入计数脉冲控制，有的触发器则是把其他触发器的输出信号作为自己的时钟脉冲，因此各个触发器状态变换的时间先后不一，故被称为“异步计数器”。

三位异步二进制加法计数器

$$CP_0 = CP, \quad CP_1 = \bar{Q}_0^n, \quad CP_2 = \bar{Q}_1^n$$

$$Q_0^{n+1} = D_0 = \bar{Q}_0^n, \quad Q_1^{n+1} = D_1 = \bar{Q}_1^n, \quad Q_2^{n+1} = D_2 = \bar{Q}_2^n$$

即每个触发器当时钟脉冲到来时，均翻转。其状态转换图如图 9.28 所示。

【例 9.1】 四位异步二进制加法计数器。

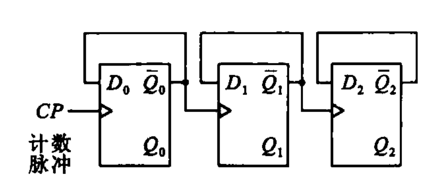


图 9.27 三位异步二进制加法计数器

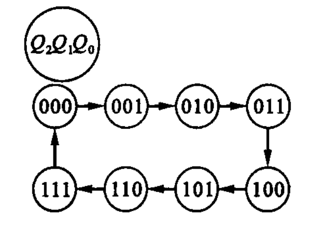


图 9.28 三位异步二进制加法计数器状态转换图

如图 9.29 所示为正边沿触发的 JK 触发器组成的四位二进制加法计数器。

$$CP_0 = CP, \quad CP_1 = \bar{Q}_0^n, \quad CP_2 = \bar{Q}_1^n, \quad CP_3 = \bar{Q}_2^n$$

$$J_0 = K_0 = J_1 = K_1 = J_2 = K_2 = J_3 = K_3 = 1$$

按触发器的连接方式，当每个触发器的时钟脉冲到来时，触发器翻转，波形如图 9.30 所示。

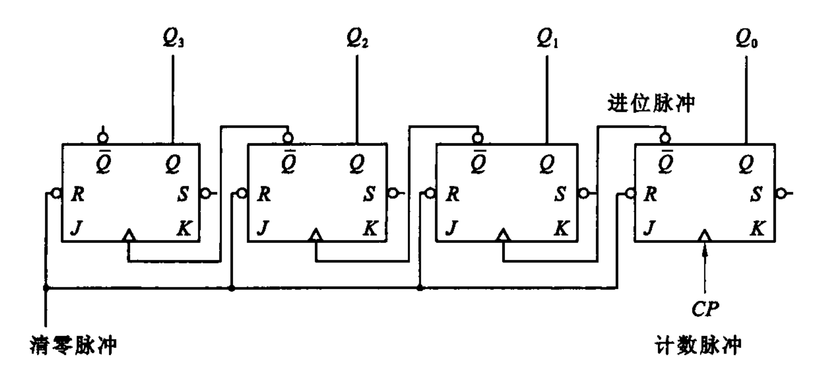


图 9.29 四位异步二进制加法计数器

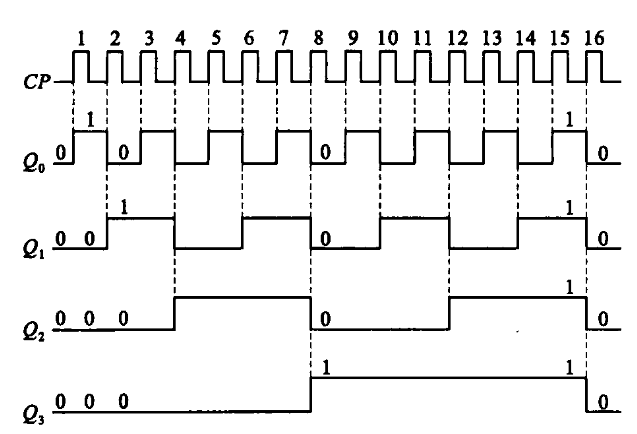


图 9.30 四位异步二进制加法计数器时序图

(2) 同步二进制计数器

构成计数器的所有触发器的时钟脉冲共用一个，即所有触发器在同一个脉冲作用下状态发生变化，这种类型的计数器被称为同步计数器。

【例 9.2】 三位同步二进制同步加法计数器，如图 9.31 所示。

$$CP_0 = CP_1 = CP_2 = CP$$

$$J_0 = K_0 = 1, \quad J_1 = K_1 = Q_0^n, \quad J_2 = K_2 = Q_1^n Q_0^n$$

根据上述方程可得状态转换表如表 9.7 所示。

表 9.7　三位同步二进制加法计数器状态转换表

Q_2^n	Q_1^n	Q_0^n	Q_2^{n+1}	Q_1^{n+1}	Q_0^{n+1}
0	0	0	0	0	1
0	0	1	0	1	0
0	1	0	0	1	1
0	1	1	1	0	0
1	0	0	1	0	1
1	0	1	1	1	0
1	1	0	1	1	1
1	1	1	0	0	0

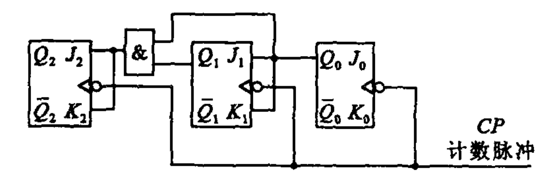


图 9.31　三位同步二进制加法计数器

9.3.2　十进制计数器

所谓十进制计数器实质是用 4 位二进制数表示 1 位十进制数，称为二-十进制编码，又称 BCD 码（Binary Coded Decimal，BCD）。二进制数用 8421 码来表示一位十进制数。

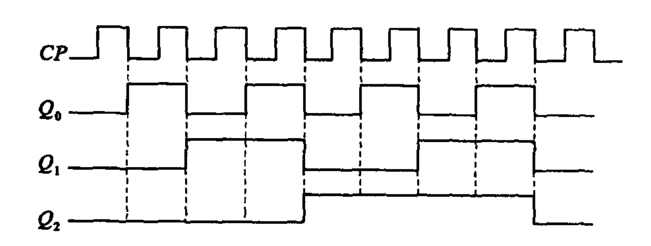


图 9.32　三位同步二进制加法计数器时序图

（1）同步十进制计数器

分析图 9.33 所示同步十进制加法计数器。

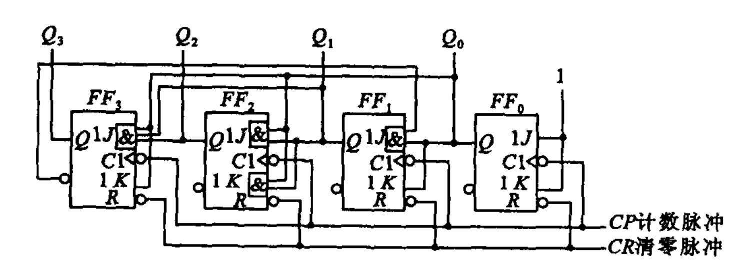


图 9.33　同步十进制加法计数器

$J_0=K_0=1$，　$J_1=\overline{Q}_3^nQ_0^n$，　$K_1=Q_0^n$，　$J_2=K_2=Q_1^nQ_0^n$，　$J_3=Q_2^nQ_1^nQ_0^n$，　$K_3=Q_0^n$

根据上述方程可得状态转换表如表 9.8 所示。状态转换图和状态时序图如图 9.34、图 9.35 所示。

表 9.8 同步十进制加法计数器状态转换表

Q_3^n	Q_2^n	Q_1^n	Q_0^n	Q_3^{n+1}	Q_2^{n+1}	Q_1^{n+1}	Q_0^{n+1}
0	0	0	0	0	0	0	1
0	0	0	1	0	0	1	0
0	0	1	0	0	0	1	1
0	0	1	1	0	1	0	0
0	1	0	0	0	1	0	1
0	1	0	1	0	1	1	0
0	1	1	0	0	1	1	1
0	1	1	1	1	0	0	0
1	0	0	0	1	0	0	1
1	0	0	1	0	0	0	0

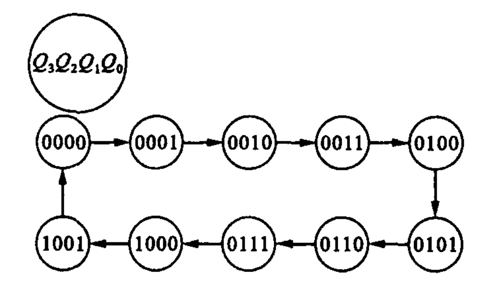


图 9.34 同步十进制加法计数器状态转换图

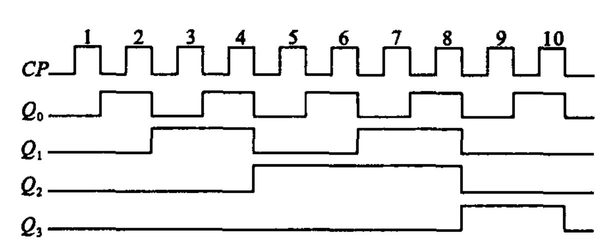


图 9.35 同步十进制加法计数器状态时序图

讨论：由于四个触发器有十六种状态，而十进制计数器只有十种有效状态，其余六种1010～1111视为无效状态。当计数器进入无效状态后，能否返回有效状态反映了计数器是否有自启动功能，可返回的有自启动功能，反之则无此功能，需要进行改善。

对图 9.33 所示计数器进行自启动分析，图 9.36 表明有此功能。

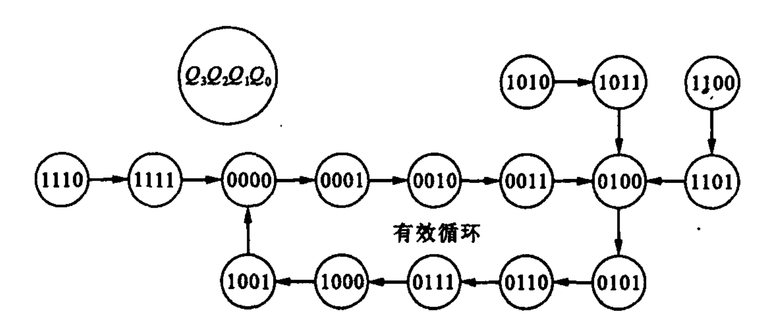


图 9.36 同步十进制加法计数器状态转换图(自启动分析)

(2) 异步十进制计数器

图 9.37 为异步十进制计数器，分析如下：

$CP_0=CP$ $\quad J_0=K_0=1$

$CP_1=Q_0^n$ $\quad J_1=\bar{Q}_3^n$， $K_1=1$

$CP_2=Q_1^n$ $\quad J_2=K_2=1$

$CP_3=Q_0^n$ $\quad J_3=Q_2^nQ_1^n$， $K_3=1$

根据上述方程得状态转换表如表 9.9 所示。

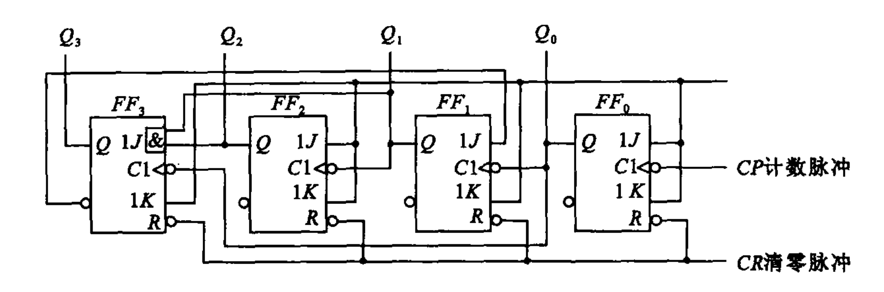


图 9.37 异步十进制加法计数器

表 9.9 异步十进制加法计数器状态转换表

时钟脉冲				现态				次态			
CP_3	CP_2	CP_1	CP_0	Q_3^n	Q_2^n	Q_1^n	Q_0^n	Q_3^{n+1}	Q_2^{n+1}	Q_1^{n+1}	Q_0^{n+1}
0	0	0	↓	0	0	0	0	0	0	0	1
↓	0	↓	↓	0	0	0	1	0	0	1	0
0	0	0	↓	0	0	1	0	0	0	1	1
↓	↓	↓	↓	0	0	1	1	0	1	0	0
0	0	0	↓	0	1	0	0	0	1	0	1
↓	0	↓	↓	0	1	0	1	0	1	1	0
0	0	0	↓	0	1	1	0	0	1	1	1
↓	↓	↓	↓	0	1	1	1	1	0	0	0
↓	0	0	↓	1	0	0	0	1	0	0	1
↓	0	↓	↓	1	0	0	1	0	0	0	0

9.3.3 任意进制计数器

计数器除了二进制和十进制外，还有其他类型。如图 9.38 所示为五进制计数器。下面对其进行分析。

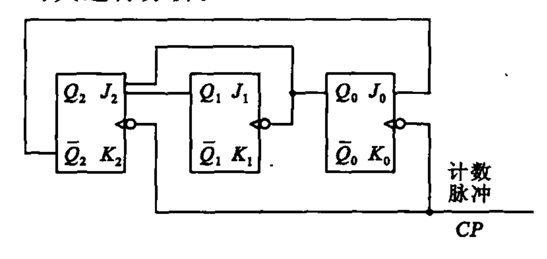


图 9.38 五进制计数器

$$CP_0=CP \qquad J_0=\bar{Q}_2^n,\quad K_0=1$$

$$CP_1=Q_0^n \qquad J_1=K_1=1$$

$$CP_2=CP \qquad J_2=Q_1^nQ_0^n,\quad K_2=1$$

由上述方程可得状态转换表如表 9.10 所示。由状态转换表可知有五个有效状态，故为五进制计数器。自启动能力判断读者可自行分析。

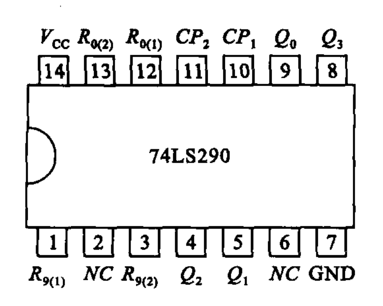


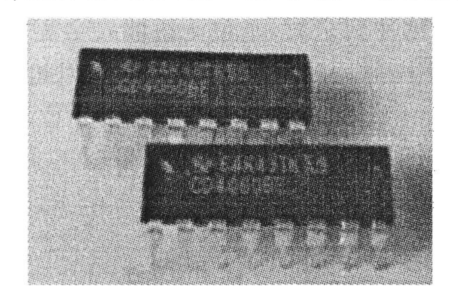
图 9.39 74LS290 芯片

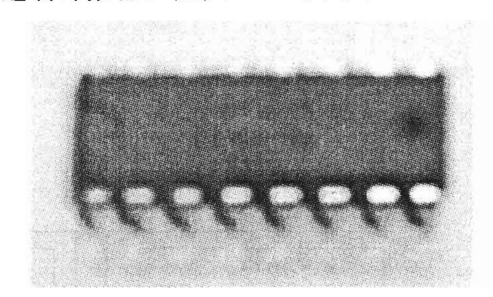
任意进制计数器除了由图 9.38 所示由触发器直接构成外，更多是利用现成的二进制或十进制计数器芯片改接而成。

【例 9.3】 用 74LS290 构成十进制计数器。

图 9.39 所示为二-五-十进制计数器 74LS290，实物如图 9.40 所示，功能见表 9.11。74LS290 包含一个独立的一位二进制计数器和一个独立的异步五进制计数器。二进制计数器的时钟输入端为 CP_1，输出端为

Q_0；五进制计数器的时钟输入端为 CP_2，输出端为 Q_1、Q_2、Q_3。如果将 Q_0 与 CP_2 相连，CP_1 作时钟脉冲输入端，$Q_0 \sim Q_3$ 作输出端，则为十进制计数器。如图 9.41 所示。





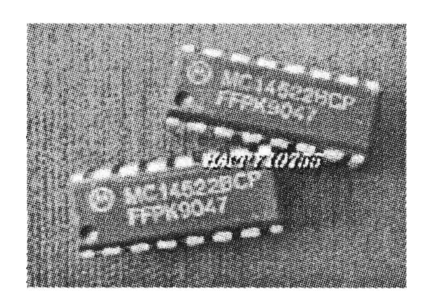


图 9.40　不同型号计数器实物图

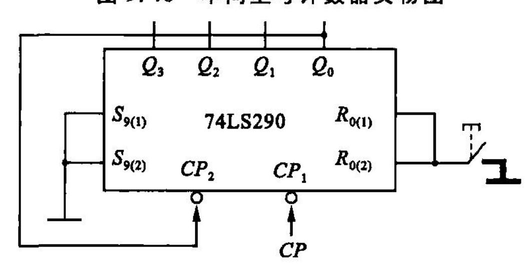


图 9.41　十进制计数器

表 9.10　异步五进制加法计数器状态转换表

时钟脉冲			现　态			次　态		
CP_2	CP_1	CP_0	Q_2^n	Q_1^n	Q_0^n	Q_2^{n+1}	Q_1^{n+1}	Q_0^{n+1}
$\downarrow$	0	$\downarrow$	0	0	0	0	0	1
$\downarrow$	$\downarrow$	$\downarrow$	0	0	1	0	1	0
$\downarrow$	0	$\downarrow$	0	1	0	0	1	1
$\downarrow$	$\downarrow$	$\downarrow$	0	1	1	1	0	0
$\downarrow$	0	$\downarrow$	1	0	0	0	0	0

表 9.11　74LS290 功能表

复位输入		置位输入		时　钟	输　　出				工作模式
$R_{0(1)}$	$R_{0(2)}$	$R_{9(1)}$	$R_{9(2)}$	CP	Q_3	Q_2	Q_1	Q_0	
1	1	0	×	×	0	0	0	0	异步清零
1	1	×	0	×	0	0	0	0	
×	×	1	1	×	1	0	0	1	异步置数
0	×	0	×	$\downarrow$	计数				加法计数
0	×	×	0	$\downarrow$					
×	0	0	×	$\downarrow$					
×	0	×	0	$\downarrow$					

【例 9.4】 用两片 74LS290 级连方式组成一百进制加法计数器。

如图 9.42 所示，由两片 74LS290 构成一百进制计数器，个位(1)和十位(2)均为十进制计数。个位计数器经过十个脉冲循环一次，第十个脉冲到来时，十位十进制计数器开始计数，当 99 个脉冲到来后，两片 74LS290 均为 1001，下一脉冲到来时，全部清零。因此总的进制为一百进制。

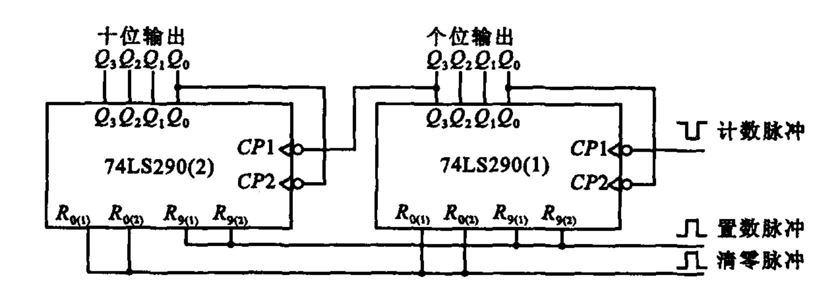


图 9.42　一百进制计数器

思考与练习

9.3.1　什么是异步计数器？什么是同步计数器？二者有何区别？

9.3.2　作出图 9.37 和图 9.38 所示计数器的时序图。

9.4　应用举例

9.4.1　彩灯电路

逻辑电路如图 9.43 所示。设 $Q_A=1$，红灯亮；$Q_B=1$，绿灯亮；$Q_C=1$，黄灯亮。试分析该电路，说明三组彩灯点亮的顺序。在初始状态，三个触发器的 Q 端均为“0”。

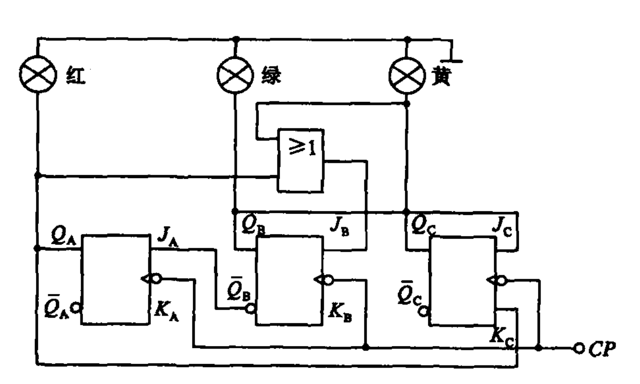


图 9.43　彩灯图

分析如下：此为同步时序逻辑电路

$J_C=Q_B^n$　　$J_B=Q_C^n+Q_A^n$　　$J_A=\bar{Q}_B^n$

$K_C=Q_A^n$　　$K_B=1$　　$K_A=1$

据此得到状态转换表 9.12。

表 9.12　彩灯状态转换表

时钟脉冲	现　态			次　态		
CP	Q_A^n	Q_B^n	Q_C^n	Q_A^{n+1}	Q_B^{n+1}	Q_C^{n+1}
1	0	0	0	1	0	0
2	1	0	0	0	1	0
3	0	1	0	0	0	1
4	0	0	1	1	1	1
5	1	1	1	0	0	0

据此可得：红灯亮——绿灯亮——黄灯亮——全亮——全灭。

9.4.2　抢答电路

抢答电路如图 9.44 所示。74LS175 是集成 4D 触发器，芯片内部有 4 个 D 触发器，4 个触发器共用一个清零端 R。

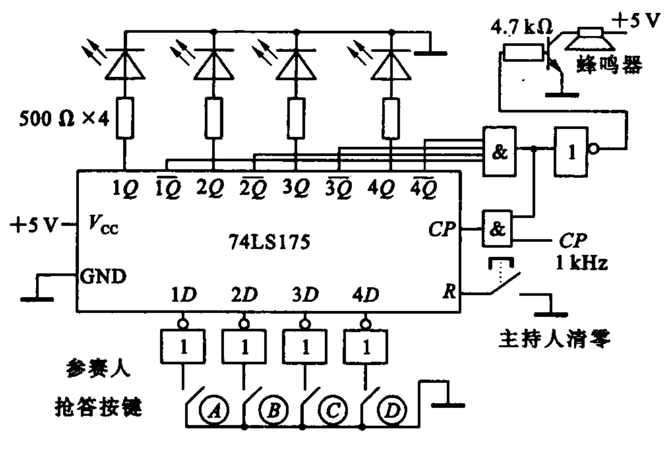


图 9.44　抢答电路

开始抢答之前，主持人先清零，集成触发器 74LS175 四个输出均为 0，抢答指示灯全暗，同时三极管基极为低电平，三极管截止，蜂鸣器不发出声音。

开始抢答，以 A 先抢答为例来说明工作过程。A 先按下抢答按键，$1D=1$，则 $1Q=1$，抢答指示灯亮；同时 $1\overline{Q}=0$，四输入与门输出 0，产生两个结果。其一，非门输出 1，三极管基极为高电平，三极管导通，蜂鸣器响，告诉大家有人抢答；其二，二输入与门输出 0，使时钟脉冲 CP 为 0，此时其他选手再按抢答键也无效，封锁其他选手。

作答完毕，主持人将再次清零，准备下次抢答。

其余选手先抢答过程类似，读者可自行分析。

习　题

9.1　在同样的输入波形下，分别作出基本 RS 触发器和电平 RS 触发器输出端 Q 的波形。设触发器初态为“0”态。各输入波形自定。

9.2　在同样的输入波形下，分别作出电平 JK 触发器和负边沿 JK 触发器输出端 Q 的波形。设触发器初态为“0”态。各输入波形自定。

9.3　在同样的输入波形下，分别作出电平 D 触发器和正边沿 D 触发器输出端 Q 的波形。设触发器

初态为“0”态。各输入波形自定。

9.4　作出图 9.45 所示触发器输出端 Q 的波形。设触发器初态为“0”态。各输入波形自定。

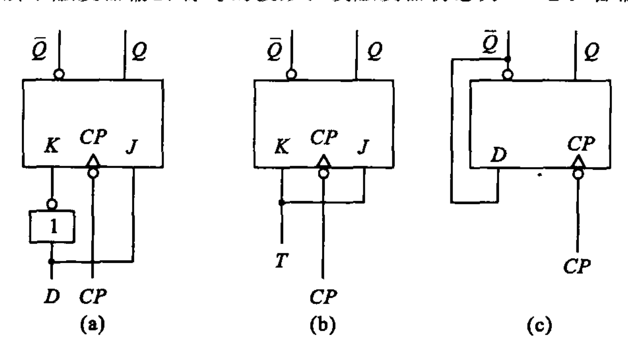


图 9.45　习题 9.4

9.5　作出图 9.46 所示触发器输出端 Q 的波形。设触发器初态为“0”态。各输入波形自定。

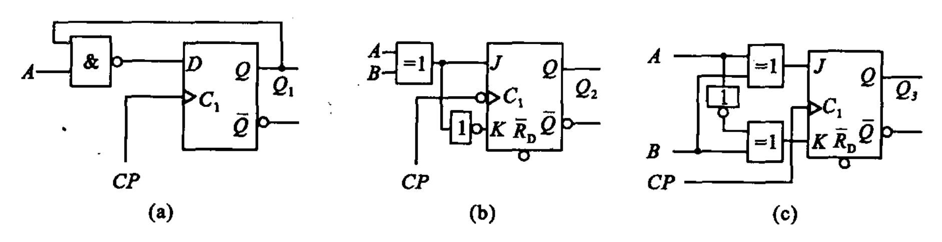


图 9.46　习题 9.5

9.6　如图 9.47 所示逻辑图，作出输出端的波形，并说明其逻辑功能。设触发器初态为“0”态。各输入波形自定。

9.7　如图 9.48 所示逻辑图，作出输出端的波形，写出其逻辑表达式。设触发器初态为“1”态。各输入波形自定。

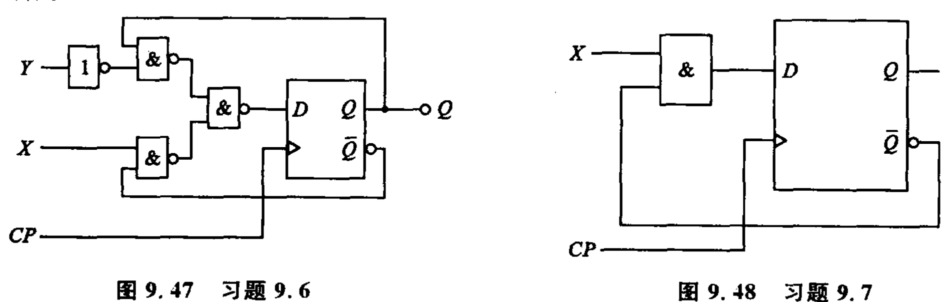


图 9.47　习题 9.6　　　　图 9.48　习题 9.7

9.8　如图 9.49 所示逻辑图，作出输出端的波形。设触发器初态为“0”态。

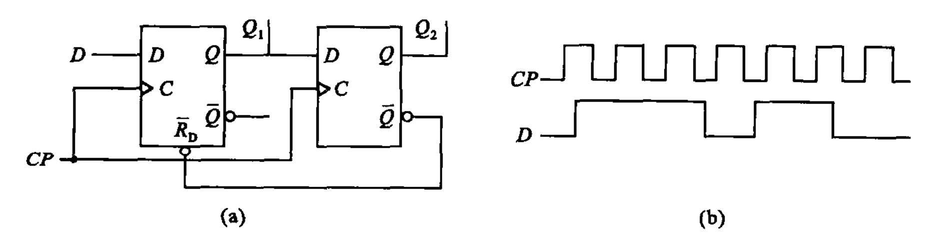


图 9.49　习题 9.8

9.9　分析图 9.50 所示逻辑电路，写出逻辑表达式；作出图 9.50 所示逻辑电路的输出端 Q 的波形。设触发器初态为“1”态，各输入波形自定。

9.10　作出图 9.51 所示逻辑电路输出端的波形。设触发器初始状态均为“0”。

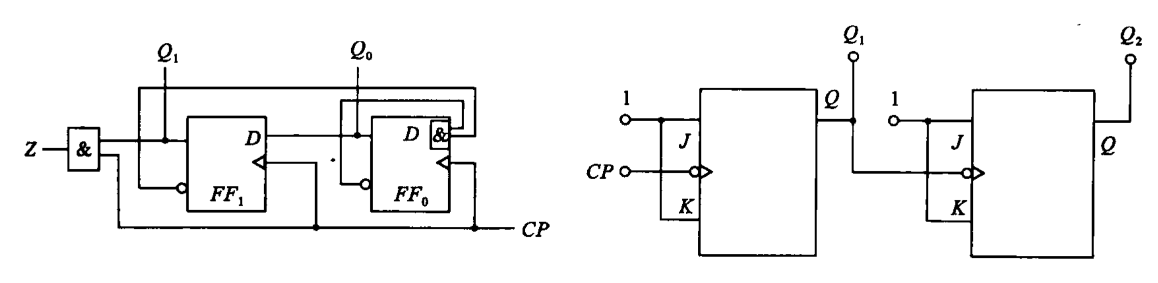


图 9.50　习题 9.9　　　　图 9.51　习题 9.10

9.11　作出图 9.52 所示逻辑电路输出端的波形。设触发器初始状态均为“0”。

9.12　分析图 9.53 所示时序逻辑电路，作时序图并说明逻辑功能。

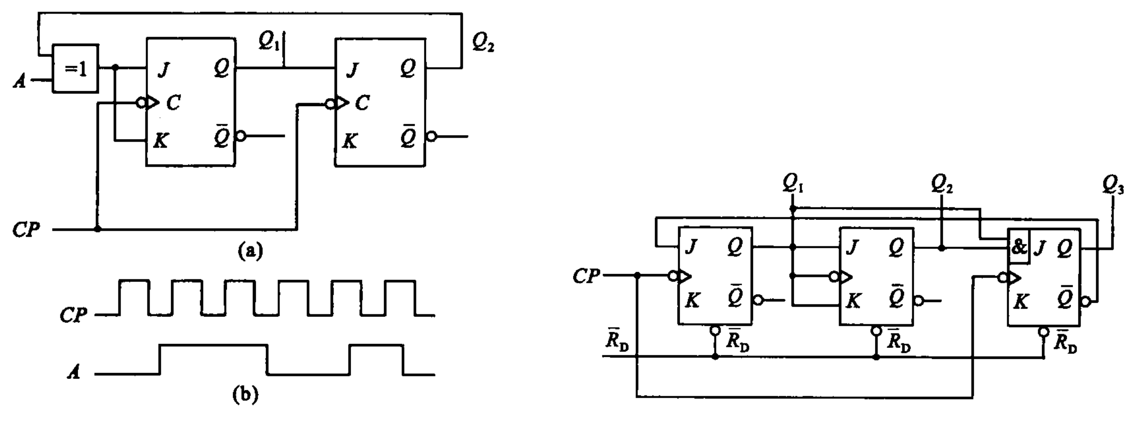


图 9.52　习题 9.11　　　　图 9.53　习题 9.12

9.13　分析图 9.54 所示时序逻辑电路，说明逻辑功能。

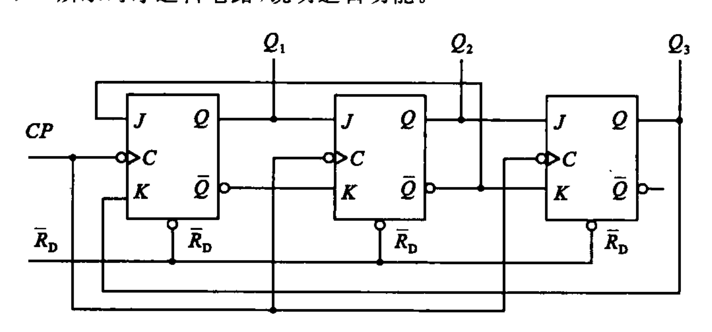


图 9.54　习题 9.13

9.14　说明图 9.55 所示时序逻辑电路的逻辑功能。

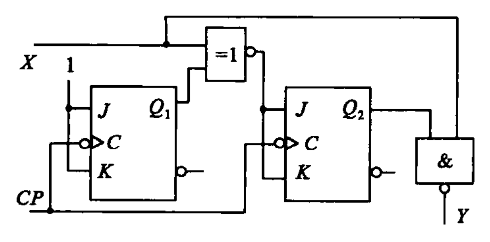


图 9.55　习题 9.14

19.15　说明图 9.56 所示时序逻辑电路的逻辑功能。

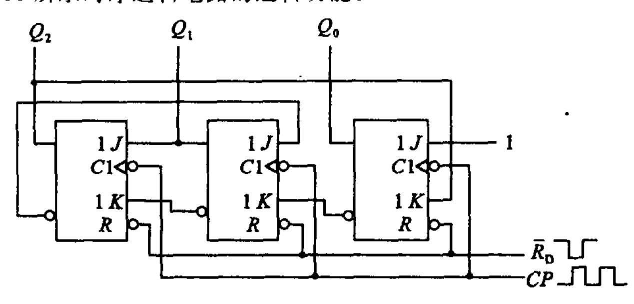


图 9.56　习题 9.15

9.16　图 9.57 所示是一个可以产生几种脉冲波形的信号发生器，试画出 Y_1、Y_2、Y_3 的波形。设触发器的初始状态为“0”。

9.17　判断图 9.58 所示由 74LS290 构成的是几进制计数器。

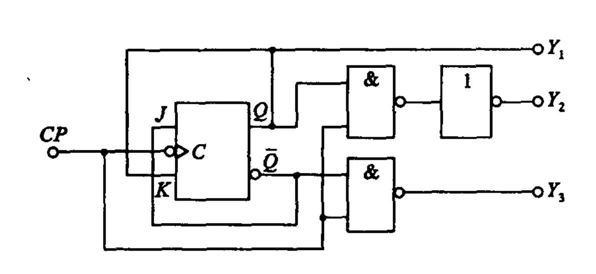


图 9.57　习题 9.16

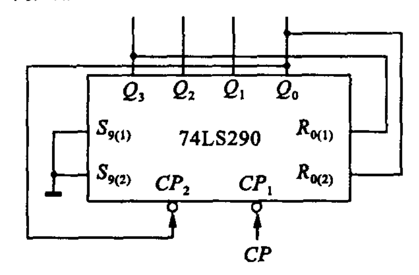


图 9.58　习题 9.17

9.18　判断图 9.59 所示由 74LS290 构成的是几进制计数器。

9.19　判断图 9.60 所示由 74LS290 构成的是几进制计数器。

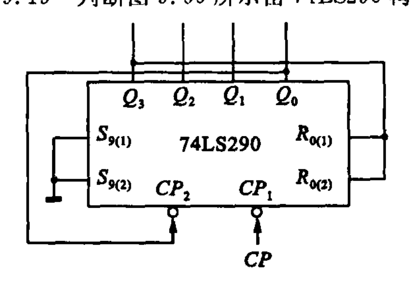


图 9.59　习题 9.18

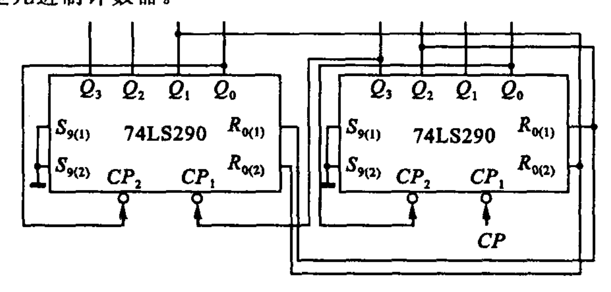


图 9.60　习题 9.19

9.20　图 9.61 是由双向移位寄存器构成的彩灯电路，试分析其工作过程。设定 $S_0=1$，$S_1=0$ 时为右移控制。

9.21　分析图 9.62 所示电路的工作过程。

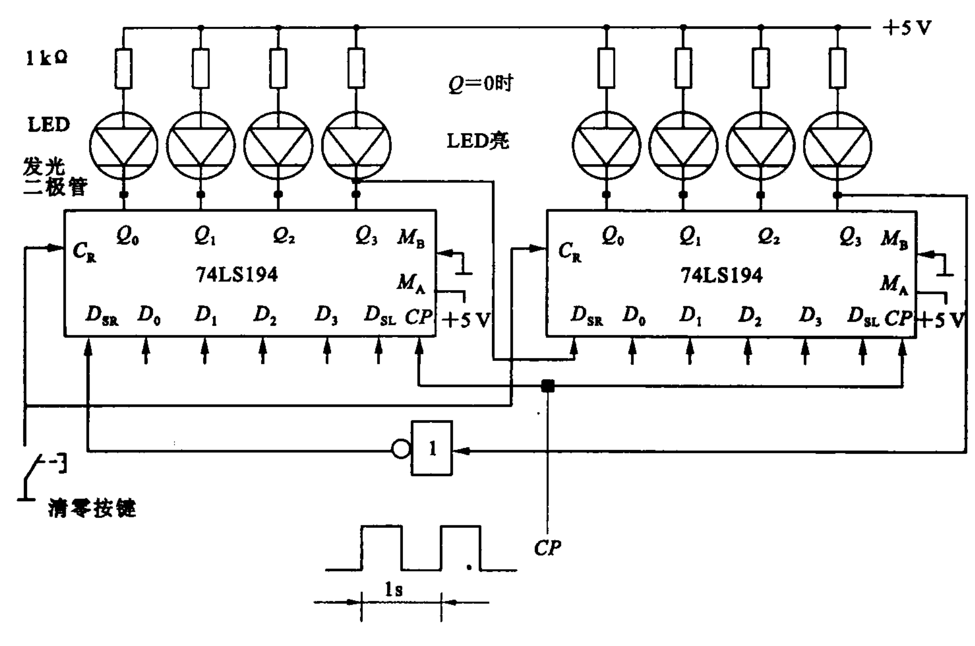


图 9.61　习题 9.20

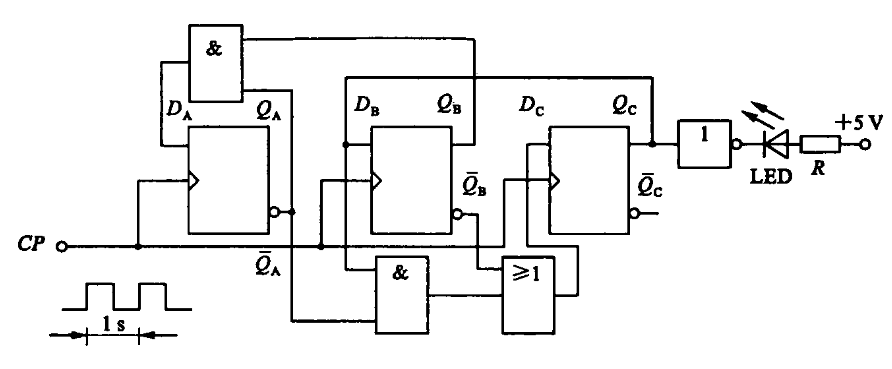


图 9.62　习题 9.21

10 电动机与电气控制技术

内容提要

本章介绍三相异步电动机的基本结构、三相异步电动机的转动原理及其使用特性、常用控制电器、三相异步电动机典型的继电接触控制电路及可编程序控制器的基础知识。

本章重点

理解三相异步电动机的转动原理，掌握接触器的工作原理，掌握基本控制线路原理分析。

本章难点

三相异步电动机的定子电路和转子电路分析、电气控制线路原理图分析与设计。

易疏忽的问题

原理图设计时部分电器不标文字代号或遗漏画部分电器图形符号。

10.1 三相异步电动机的构造

异步电动机是把交流电能转变为机械能的一种动力机械。它结构简单，制造和维护简便，成本低廉，运行可靠，效率高，因此在工农业生产及日常生活中得以广泛应用。三相异步电动机被广泛用来驱动各种金属切削机床、起重机及纺织机械等。

三相异步电动机的种类很多，但各类三相异步电动机的基本结构是相同的，它们都由定子和转子这两大基本部分组成，在定子和转子之间具有一定的气隙。此外，还有端盖、轴承、接线盒、吊环等其他附件，如图 10.1 所示。

(1) 定子部分

定子是用来产生旋转磁场的。三相电动机的定子一般由外壳、定子铁芯、定子绕组等部分组成。

定子铁芯是电动机磁路的一部分，由 0.35～0.5 mm 厚表面涂有绝缘漆的薄硅钢片叠压而成，如图 10.2 所示。由于硅钢片较薄而且片与片之间是绝缘的，所以减少了由于交变磁通通过而引起的铁芯涡流损耗。铁芯内圆有均匀分布的槽口，用来嵌放定子线圈。

定子绕组是三相电动机的电路部分，三相电动机有三相绕组，通入三相对称电流时，就会产生旋转磁场。三相绕组由三个彼此独立的绕组组成，且每个绕组又由若干线圈连接而

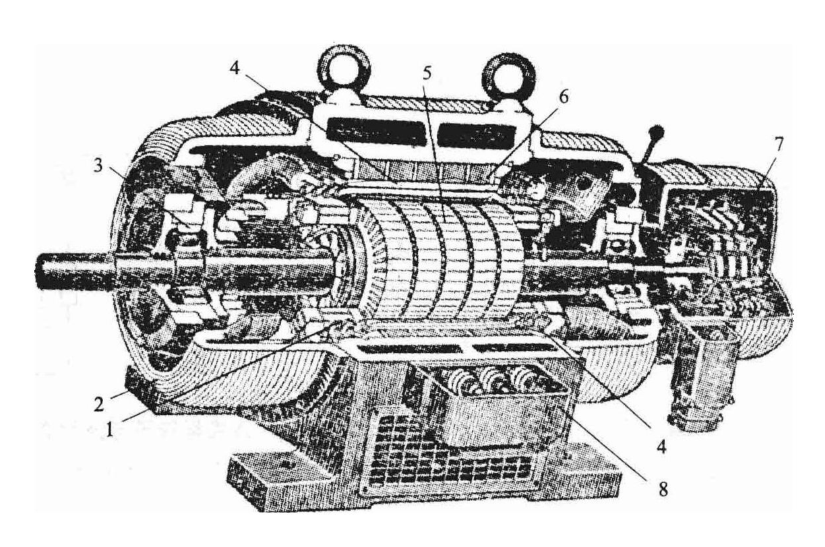


图 10.1 封闭式三相笼型异步电动机结构

1—转子绕组;2—端盖;3—轴承;4—定子绕组;5—转子;6—定子;7—集电环;8—接线盒

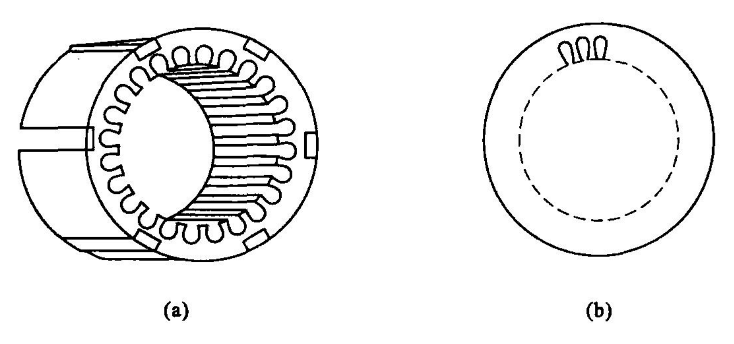


图 10.2 定子铁芯及冲片示意图

(a) 定子铁芯;(b) 定子冲片

成。每个绕组即为一相,每个绕组在空间相差 120°电角度。线圈由绝缘铜导线或绝缘铝导线绕制。中、小型三相电动机多采用圆漆包线,大、中型三相电动机的定子线圈则用较大截面的绝缘扁铜线或扁铝线绕制后,再按一定规律嵌入定子铁芯槽内。定子三相绕组的六个出线端都引至接线盒上,首端分别标为 U_1、V_1、W_1,末端分别标为 U_2、V_2、W_2。这六个出线端在接线盒里的排列如图 10.3 所示,可以接成星形或三角形。

(2) 转子部分

转子铁芯是用 0.5 mm 厚的硅钢片叠压而成,套在转轴上,作用和定子铁芯相同,一方面作为电动机磁路的一部分,一方面用来安放转子绕组。

转子绕组分为绕线型与笼型两种,由此分为绕线转子异步电动机与笼型异步电动机。

绕线型绕组与定子绕组一样也是一个三相绕组,一般接成星形,三相引出线分别接到转轴上的三个与转轴绝缘的集电环上,通过电刷装置与外电路相连,这就有可能在转子电路中串接电阻或电动势以改善电动机的运行性能,见图 10.4。

笼型绕组在转子铁芯的每一个槽中插入一根铜条,在铜条两端各用一个铜环(称为端环)把导条连接起来,称为铜排转子,如图 10.5(a)所示。也可用铸铝的方法,把转子导条和端环风扇叶片用铝液一次浇铸而成,称为铸铝转子,如图 10.5(b)所示。100 kW 以下的异

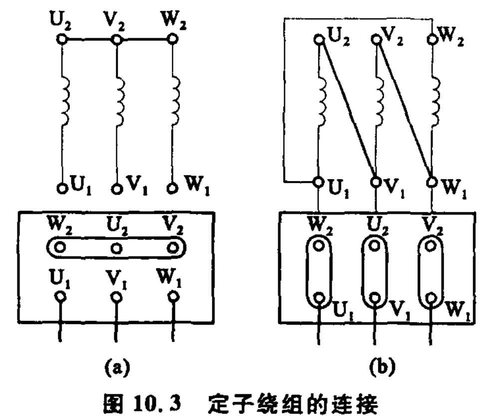


图 10.3 定子绕组的连接

(a) 星形连接;(b) 三角形连接

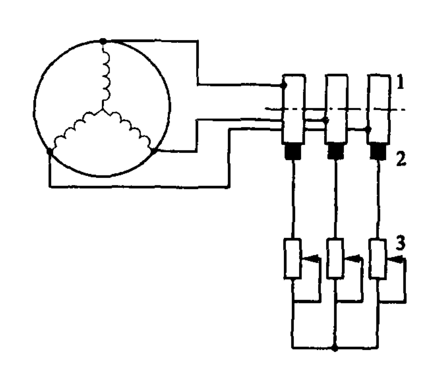
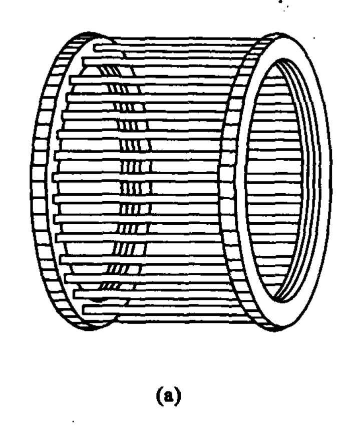


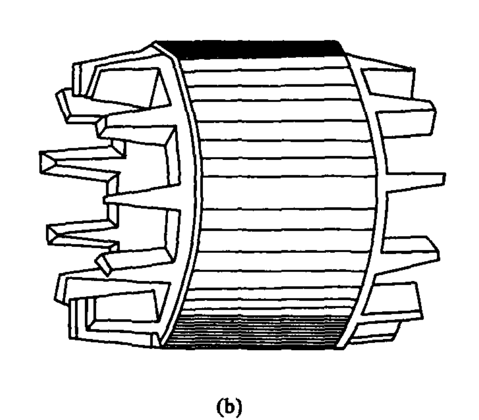
图 10.4 绕线型转子与外加变阻器的连接

1—集电环;2—电刷;3—变阻器

步电动机一般采用铸铝转子。



(a)



(b)

图 10.5 笼型转子绕组

(a) 铜排转子;(b) 铸铝转子

(3) 其他部分

它包括端盖、风扇等。端盖除了起防护作用外,在端盖上还装有轴承,用以支撑转子轴。风扇则用来通风冷却电动机。三相异步电动机的定子与转子之间的空气隙,一般仅为 0.2~1.5 mm。气隙太大,电动机运行时的功率因数降低;气隙太小,装配困难,运行不可靠,高次谐波磁场增强,从而使附加损耗增加以及起动性能变差。

10.2 三相异步电动机的工作原理

三相异步电动机定子绕组接上电源,产生旋转磁场,使电动机转子转动。

10.2.1 旋转磁场

把三相定子绕组接成星形接到对称三相电源上,定子绕组中便有对称三相电流流过。

为了便于分析,异步电动机的三相绕组用三个线圈 U_1-U_2、V_1-V_2、W_1-W_2 表示,它们在空间互差 120°电角度,并接成 Y 形连接,如图 10.6 所示,图 10.6(a)为 Y 形连接。把三相绕组接到三相交流电源上,三相绕组便有三相对称电流通过。假定电流的正方向由线圈的始端流向末端,流过三相线圈的电流分别为

$$\begin{cases} i_U = I_m \sin\omega t \\ i_V = I_m \sin(\omega t - 120°) \\ i_W = I_m \sin(\omega t + 120°) \end{cases}$$

其波形如图 10.6 (b)所示。

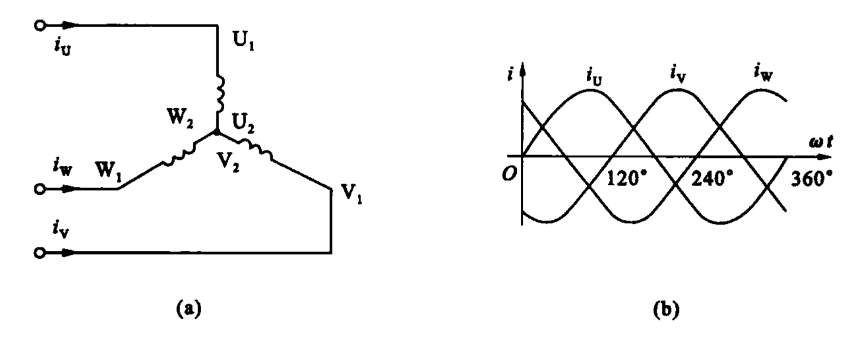


图 10.6 对称三相定子绕组及电流波形

由于电流随时间而变，所以电流流过线圈产生的磁场分布情况也随时间而变，现研究几个瞬间，如图 10.7 所示。

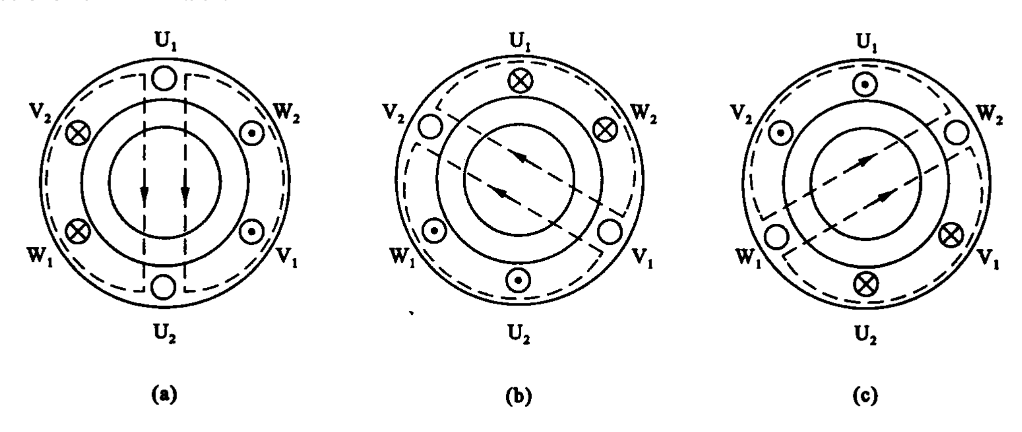


图 10.7 三相两极旋转磁场

(a) $\omega t=0°$；(b) $\omega t=120°$；(c) $\omega t=240°$

① 当 $\omega t=0$ 瞬间，由图 10.7 看出，$i_U=0$，U 相没有电流通过，i_V 为负，表示电流由末端流入首端(即 V_2 端为⊗，V_1 端为⊙)；i_W 为正，表示电流由首端流入(即 W_1 端为⊗，W_2 端为⊙)，如图 10.7(a)所示。这时三相电流所产生的合成磁场方向由“右手螺旋定则”测得为水平向右，见图 10.7(a)所示。

② 当 $\omega t=120°$瞬间，由图 10.6 得：i_U 为正，$i_V=0$，i_W 为负，用同样的方式可判得三相合成磁场顺相序方向转了 120°，见图 10.7(b)所示。

③ 当 $\omega t=240°$瞬间，i_U 为负，i_V 为正，$i_W=0$，用同样的方式可判得三相合成磁场顺相序方向转了 120°，见图 10.7(c)所示。

④ 当 $\omega t=360°$(即为 0°)瞬间，又转回到①的情况，见图 10.7(a)所示。

由此可见，**三相绕组通入三相交流电流时，将产生旋转磁场。**若满足两个对称(即绕组对称、电流对称)，则对旋转磁场的大小便恒定不变(称为圆形旋转磁场(磁场大小不恒定))。

由上图可看出，**旋转磁场的旋转方向与通入的对称三相电流的相序一致，如果改变相序，则旋转磁场旋转方向也就随之改变。**三相异步电动机的反转正是利用这个原理。

进一步分析还可得到其转速

$$n_1 = \frac{60f}{p} \tag{10.1}$$

式中　f——电网频率；

p——磁极对数。

对已制成的电机，$p=c$，则 $n_1 \propto f$，即决定旋转磁场转速的唯一因素是频率，故有时亦称 n_1 为电网频率所对应的同步转速。

我国电网频率为 50 Hz，故 n_1 与 p 具有如下关系：

p	1	2	3	4	5	6
$n(\mathrm{r \cdot min^{-1}})$	3000	1500	1000	750	600	500

可见，同步转速 n_1 是有级的。

10.2.2　三相异步电动机的转动原理

图 10.8 是三相异步电动机的工作原理图。

（1）**电生磁：定子三相绕组 U、V、W，通三相交流电流产生旋转磁场**，其转向与相序一致，为顺时针方向，转速为 $n_1=\frac{60f}{p}$。假定该瞬间定子旋转磁场方向向下。

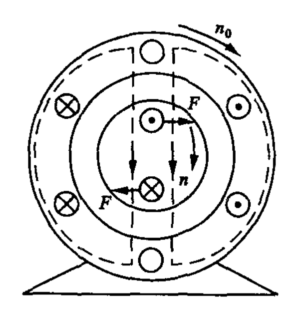


图 10.8　异步电动机原理图

（2）**（动）磁生电：定子旋转磁场旋转切割转子绕组，在转子绕组感应电动势**，其方向由"右手螺旋定则"确定。由于转子绕组自身闭合，便有电流流过，并假定电流方向与电动势方向相同，如图 10.8 所示。

（3）**电磁力（矩）：这时转子绕组感应电流在定子旋转磁场作用下，产生电磁力**，其方向由"左手螺旋定则"判断，如图 10.8 所示。该力对转轴形成转矩（称电磁转矩），并由此可见，它的方向与定子旋转磁场（即电流相序）一致，于是，电动机在电磁转矩的驱动下，以 n 的速度顺着旋转磁场的方向旋转。

异步电动机转速 n 恒小于定子旋转磁场转速 n_1，只有这样，转子绕组与定子旋转磁场之间才有相对运动（转速差），转子绕组才能感应电动势和电流，从而产生电磁转矩。因而 $n<n_1$（有转速差）是异步电动机旋转的必要条件，异步的名称也由此而来。

我们定义异步电动机的转速差（n_1-n）与旋转磁场转速 n_1 的比率，称为转差率，用 s 表示

$$s = \frac{n_1 - n}{n_1} \tag{10.2}$$

转差率是分析异步电动机运行的一个重要参数，它与负载情况有关。当转子尚未转动（如起动瞬间）时，$n=0$，$s=1$；当转子速度接近于同步转速（空载运行）时，$n\approx n_1$，$s\approx 0$。因此对异步电动机来说，s 是在 1～0 范围内变化。异步电动机负载越大，转速越慢，转差率就越大。负载越小，转速越快，转差率就越小。由上式推得

$$n = (1-s)n_1 \tag{10.3}$$

在正常运行范围内,异步电动机的转差率很小,仅在 0.01～0.06 之间,可见异步电动机的转速很接近于旋转磁场转速。

【例 10.1】 一台额定转速 $n_N=1450$ r/min 的三相异步电动机,试求它额定负载运行时的转差率 s_N。

【解】

$$n_N \approx n_1 = \frac{60f}{p}$$

$$p \approx \frac{60f}{n_N} = \frac{60\times 50}{1450} = 2.07, \text{取 } p\approx 2$$

$$n_1 = \frac{60f}{p} = \frac{60\times 50}{2} = 1500 \text{ r/min}$$

$$s_N = \frac{n_1 - n_N}{n_1} = \frac{1500-1450}{1500} = 0.033$$

*10.2.3 三相异步电动机的电磁转矩和机械特性

电磁转矩是三相异步电动机的最重要的物理量之一,机械特性是它的主要特性,对电动机进行分析往往离不开它们。

10.2.3.1 三相异步电动机的电磁转矩

由工作原理可知,异步电动机的电磁转矩是由与转子电动势同相的转子电流(即转子电流的有功分量)和定子旋转磁场相互作用产生的,可见电磁转矩与转子电流有功分量(I_{2a})及定子旋转磁场的每极磁通(Φ)成正比,即

$$T = C_T \Phi I_{2a}' = C_T \Phi I_2' \cos\varphi_2 \tag{10.4}$$

式中 C_T 为计算转矩的结构常数,$\cos\varphi_2$ 是转子回路的功率因数。

需说明的是当磁通一定时,电磁转矩与转子电流有功分量 I_{2a}' 成正比,而并非与转子电流 I_2' 成正比。当转子电流大,若大的是转子电流无功分量(并非是有功分量),则此时的电磁转矩就不大,起动瞬间就是这种情况。

经推导还可以算出电磁转矩与电动机参数之间的关系

$$T \approx C_T' U_1^2 \frac{sR_2}{R_2^2 + (sX_{20})^2} \tag{10.5}$$

式中:C_T'为电动结构常数;R_2 为转子绕组;X_{20}为转子不转时转子绕组漏抗。

由式(10.5)可知,$T \propto U_1^2$。可见电磁场电压特别敏感,当电源电压波动时,电磁转矩按 U_1^2 关系发生变化。

10.2.3.2 三相异步电动机的机械特性

由式(10.5)可知,当 $R_2 X_{20}=C$ 时,$T=f(s)$之间的关系曲线称为 T-s 曲线,如图 10.9 所示。

当电动机空载时,$n\approx n_1$,$s\approx 0$,故 $T=0$;当 s 尚小时($s=0\sim 0.2$),分母中$(sX_{20})^2$ 很小,可略去不计,此时 $T\propto \frac{1}{(sX_{20})^2}$,故 T 随 s 增大反而下降,T-s 曲线由上升而下降过程中,必出现一最大值,此即为最大转矩 T_m。

由 $n=(1-s)n_1$ 关系,可将 T-s 关系改为 $n=f(T)$关系,此即为异步电动机的机械特性,如图 10.10 所示。因 n 与 T 均属机械量,故称此特性为机械特性,它直接反映了当电动

机转矩变化时，转速的变化情况。

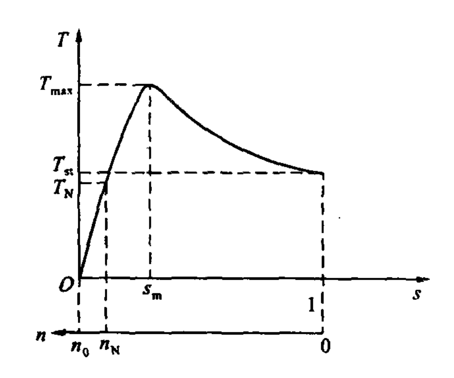


图 10.9 三相异步电动机的 *T*-*s* 曲线

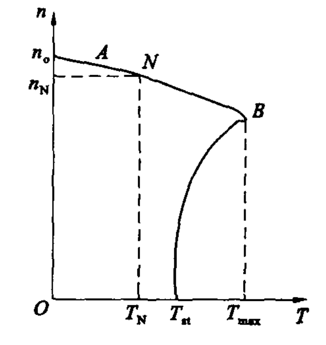


图 10.10 三相异步电动机的机械特性

从理论上说，异步电动机的转差率 s 在 0～1 范围，即转速 n 在 n_1～0 范围，但实际上并非在此范围内电动机均能稳定运行。经分析可知，在机械特性曲线的 AB 段，即 $n_1>n>n_m$（n_m 为最大转矩所对应的转速）区段，当作用在电动机轴上的负载转矩变化时，电动机能适应负载的变化而自动调节达到稳定运行，故为稳定区。

该区域的曲线较为平坦，当负载到满载，其转速 n 变化（下降）很少，故具有较硬的机械特性。这种特性很适用于金属切削机床等工作机械。

机械特性曲线的 BC 段，即 $n_m>n>0$ 区段为不稳定区，因电动机工作在该区段，其电磁转矩不能自动适应负载转矩的变化。

为正确使用异步电动机，除需注意机械特性曲线上的两个区域外，还要关注三个特征转矩：

(1) 额定转矩 T_N

它是电动机额定运行时的转矩，可由铭牌上的 P_N 和 n_N 求取

$$T_N \approx 9550\frac{P_N}{n_N} \tag{10.6}$$

T_N 的单位为 N·m，P_N 单位为 kW。

【例 10.2】 有两台功率相同的三相异步电动机，一台 $P_N=7.5$ kW，$U_N=380$ V，$n_N=962$ r/min，另一台 $P_N=7.5$ kW，$U_N=380$ V，$n_N=1450$ r/min，试求它们的额定转矩。

第一台

$$T_N = 9550\frac{P_N}{n_N} = 9550\times\frac{7.5}{962} = 74.45\ \text{N}\cdot\text{m}$$

第二台

$$T_N = 9550\frac{P_N}{n_N} = 9550\times\frac{7.5}{1450} = 49.4\ \text{N}\cdot\text{m}$$

由上式知，当输出功率 P_N 一定时，额定转矩与转速成反比，也近似与磁极对数成正比（因 $n\approx n_1=\frac{60f}{p}$，故频率一定时，转速近似与磁极对数成反比）。因此，相同功率的异步电动机，磁极对数越多，或转速越低，其额定转矩越大，如上例的计算。

图 10.10 $n=f(T)$ 曲线中的 N 点是额定转矩 T_N 和额定转速 n_N 所对应的点，称为额定工作点。异步电动机若运行于此点或附近，其效率及功率因数均较高。

(2) 最大转矩 T_m

由图 10.10 曲线知，电动机有个最大转矩 T_m，令 $\frac{dT_m}{ds}=0$，解得产生最大转矩的临界转差率 s_m

$$s_m = \frac{R_2}{X_{20}} \tag{10.7}$$

代入式(10.5)得

$$T_m \approx C_T' \frac{U_1^2}{2X_{20}} \tag{10.8}$$

由上两式可知：① S_m 与 R_2 成正比，而与 U_1 无关；② T_m 与 U_1^2 成正比，而与 R_2 无关。由此可以得到改变电源电压 U_1 和 R_2 的机械特性，如图 10.11 所示。

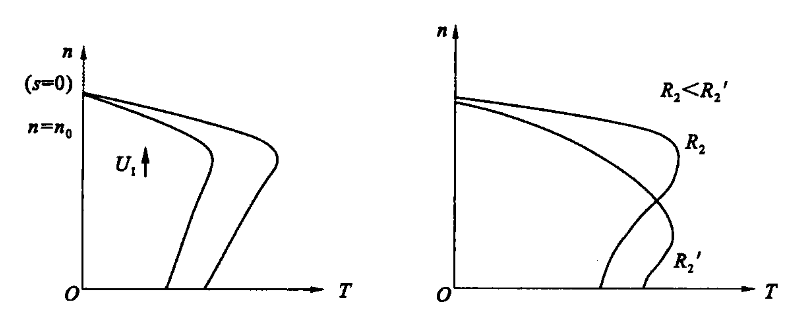


图 10.11 对应不同 U_1 和 R 的机械特性曲线

当电动机负载转矩大于最大转矩，即 $T_L > T_m$ 时，电动机就要停转(故最大转矩也称停转转矩)，此时电动机电流即刻能升至 $(5\sim7)I_N$，致使绕组过热而烧毁。

最大转矩对电动机的稳定运行有重要意义。当电动机负载突然增加，短时过载，短时接近于最大转矩，电动机仍稳定运行，由于时间短，也不至于过热。为保证电动机稳定运行，不因短时过载而停转，要求电动机有一定的过载能力。把最大转矩与额定转矩之比，称作过载能力，也称作最大转矩倍数，用 λ_T 表示

$$\lambda_T = \frac{T_m}{T_N} \tag{10.9}$$

一般三相异步电动机的 λ_T 在 1.8～2.2 范围内。

(3) 起动转矩 T_{st}

电动机刚起动瞬间，即 $n=0$，$s=1$ 时的转矩叫起动转矩。将 $s=1$ 代入式(10.5)，得

$$T_{st} \approx C_T^1 U_1^2 \frac{R_2}{R_2^2 + X_{20}^2} \tag{10.10}$$

可见，起动转矩也与电源电压、转子电阻有关。电源电压 U_1 降低，则起动转矩 T_m 减少。转子电阻适当增大，起动转矩增大。式(10.7)中，当转子电阻 $R_2 = X_{20}$ 时，$S_m=1$，故此时 $T_m = T_{st}$。当 R_2 继续再增大，起动转矩又开始减少。

只有当起动转矩大于负载转矩时，电动机才能起动。起动转矩越大，起动就越迅速。由此引出电动机的另一条重要性指标——起动转矩倍数 K_{st}

$$K_{st} = \frac{T_{st}}{T_N} \tag{10.11}$$

它反映电动机起动负载的能力。一般三相异步电动机的 $K_{st}=1.0\sim2.2$。

思考与练习

10.2.1　三相异步电动机断了一根电源线后，为什么不能起动？而在运行时断了一根线，为什么仍能转动？这两种情况对电动机有何影响？

10.2.2　在稳定运行的情况下，当负载转矩增加时，异步电动机的转矩为什么也相应增加？当负载转矩大于异步电动机的最大转矩时，电动机将发生什么情况？

10.2.3　当异步电动机的负载转矩增大时，定子电流为什么也增大？这时异步电动机的输入功率有何变化？

10.2.4　为什么三相异步电动机的起动电流大而起动转矩却不大？

10.3　三相异步电动机的使用

10.3.1　异步电动机的起动

异步电动机与电源接通以后，如果电动机的起动转矩大于负载反转矩，则转子从静止开始转动，转速逐渐升高至稳定运行，这个过程称为起动。

异步电动机常用的起动方法有下列几种：

(1) 直接起动。直接起动是在起动时把电动机的定子绕组直接接入电网。电动机在起动瞬间，由于旋转磁场与转子之间相对速度很大，转子电路中的感应电动势及电流都很大。转子电流的增大，将会引起定子电流的增大，因此在起动时，定子电流往往比额定值要大4～7倍。这样大的起动电流会使供电线路上产生过大的电压降，不仅可能使电动机本身起动上转矩减小，还会影响接在同一电网上其他负载的正常工作。

直接起动的主要优点是简单、方便、经济、起动过程快，是一种适用于中小型笼型异步电动机的常用方法。当电源容量相对于电动机的功率足够大时，应尽量采用此法。

(2) 降压起动。降压起动的目的是为了减小电动机起动时对电网的影响，其方法是在起动时降低电动机的电源电压，待电动机转速接近稳定时，再把电压恢复正常值。由于电动机的转矩与其电压平方成正比，所以降压起动时转矩亦会相应减小。降压起动的具体方法主要有以下三种：

① Y-△换接起动

这种方法适用于正常运行时定子绕组为三角形连接的笼型电动机。图10.12所示为笼型电动机Y-△换接起动的原理电路，在起动时，开关S_2向下闭合，使电动的定子绕组为星形连接，这时每相绕组上的起动电压只有它的额定电压的$1/\sqrt{3}$。当电动机到达一定转速后，迅速把S_2向上合，定子绕组转换成三角形连接，使电动机在额定电压下运行。

采用这种起动方式，电动机的起动电流和起动转矩都降低到直接起动时的1/3，因此在使用时必须注意转矩能否满足要求。

② 自耦减压起动

一般用于正常运行时定子绕组为星形连接的笼型电动机。图10.13为自耦减压起动的线路图。起动时，电动机连接在自耦变压器的低压侧，若自耦变压器的降压比为K_A($K_A<1$)，电动机的起动电压为$U'=K_AU$。当电动机达到一定转速时，将开关S_2由“起动”侧切换

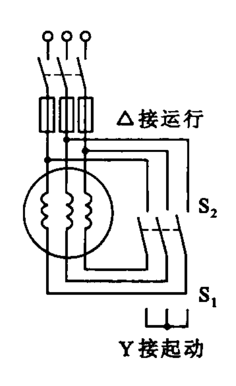


图 10.12 Y-△换接起动

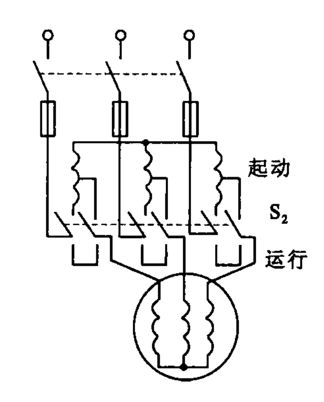


图 10.13 自耦减压起动

至“运行”侧，使电动机获得额定电压而运转，同时将自耦变压器与电源断开。采用此起动法时电动机的起动电流和起动转矩都是直接起动的 K_A^2 倍。

③ 转子串接电阻起动

图 10.14 为转子串接电阻起动的线路图。对于绕线型的电动机，通常采用转子电路串入电阻的起动方法。这既可以限制起动电流，又可以提高起动转矩。电动机起动结束后应将串入的电阻短接。

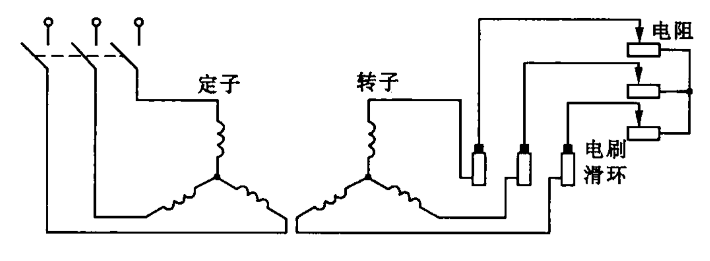


图 10.14 转子串接电阻起动

10.3.2 异步电动机的调速

电动机的调速是指在负载不变的情况下，用人为的方法改变电动机的转速。

根据转差率的定义，异步电动机的转速为

$$n=(1-s)\frac{60f}{p}$$

上式表明，改变电动机的极对数 p、转差率 s 和电源的频率 f 均可以对电动机进行调速。下面分别介绍：

(1) 改变磁极对数调速

根据异步电动机的结构和工作原理，它的磁极对数 p 由定子绕组的布置和连接方法决定。因此可以采用改变每相绕组的连接方法来改变磁极对数。

一般异步电动机制造出来后，其磁极对数是不能随意改变的。可以改变磁极对数的笼型电动机是专门制造的，有双速或多速电动机的单独产品系列。

这种调速方法简单，但只能进行速度挡数不多的有级调速。

(2) 改变电源频率调速

通过调节电源频率 f，使同步转速 n_1 与 f 成正比变化，从而实现对电动机进行平滑、宽

范围和高进度的调速。分析表明，在进行变频调速时，为使电动机的转矩特性能较好地满足机器负载的要求，希望在调节电源频率 f 的同时，能使加至电动机的电压 U_1 随之改变。如果调节转速时转矩保持不变（称为恒转矩调速），则要求在改变 f 时保持 U_1/f=常数，U_1 与 f 成正比变化。如果转速 n 调低（或调高）时转矩 T 增加（或减小）（T_N=常数，称为恒功率调速），则要求在改变 f 时保持 $U_1/\sqrt{f}$ =常数，使 U_1 与 f 开方成正比变化。

这是一种性能最好的调速方法，但需要专门的变频装置。随着电子变频技术的迅速发展，这种调速方法已得到越来越广泛的应用。

(3) 改变转差率调速

从图 10.11 的电动机转矩特性曲线可以看到，改变转子电路电阻，即可改变电动机转矩特性曲线的位置，因此在同一负载转矩下有不同的转速。因此旋转磁场的同步转速 n_1 没有改变，故属于改变转差率 s 的调速方法。

这种调速方法线路简单，但只有绕线型电动机可以在转子电路中串接外部可调电阻来实现调速。其缺点是功率损耗较大。

10.3.3 异步电动机的反转

在异步电动机的工作原理中指出，异步电动机的旋转方向是与旋转磁场的旋转方向一致的。由于旋转磁场的旋转方向决定于产生旋转磁场的三相电流的相序，因此要改变电动机的旋转方向只需改变三相电流的相序。**实际上只要把电动机与电源的三根连接线中的任意两根对调，电动机的转向便与原来相反了。**

思考与练习

10.3.1 某三相异步电动机的电源电压为 380/220 V，Y-△接法。试问当电源电压分别为 380 V 和 220 V 时，各应采取什么接法？在这两种情况下，它们的额定相电流是否相同？额定线电流是否相同？若不同，差多少倍？输出功率是否相同？

10.3.2 如果把星形连接的三相异步电动机误连成三角形或把三角形连接的三相异步电动机误连成星形，其后果如何？

10.4 继电接触器控制系统

对电动机或其他电气设备的接通或断开，较多采用继电器、接触器及按钮等控制电器来实现自动控制。这种控制系统一般称为继电接触器控制系统，它是一种有触点的断续控制。

10.4.1 常用控制电器

对电动机和生产机械实现控制和保护的电工设备，叫控制电器。它分为手动和自动两种，前者是由操作人员用手直接操作进行切换的，如刀开关、转换开关、按钮等；后者是指在完成接通后，断开、起动、反向和停止等动作是自动进行的，如接触器、继电器和磁力起动器等。本节对几种常用控制电器作简要介绍。

(1) 组合开关

组合开关（又称转换开关）是一种转动式的闸刀开关，它主要用于接通或切断电路、换接

电源、控制小型笼型异步电动机起动、停止、正反转或局部照明。

组合开关的结构如图 10.15 所示。它由若干个动触片和静触片，分别装于数层绝缘件内，静触片固定在绝缘垫板上，动触片固定在附有手柄的转轴上，随转轴旋转而变换其通断位置。在转轴上装有加速动作的操纵机构，使触片接通和分断的速度与手柄旋转速度无关，从而提高其电气性能。

图 10.15(c)为用组合开关的接线图。

组合开关按通、断类型可分为同时通断和交替通断两种；按转换位数分为二位转换、三位转换和四位转换三种。

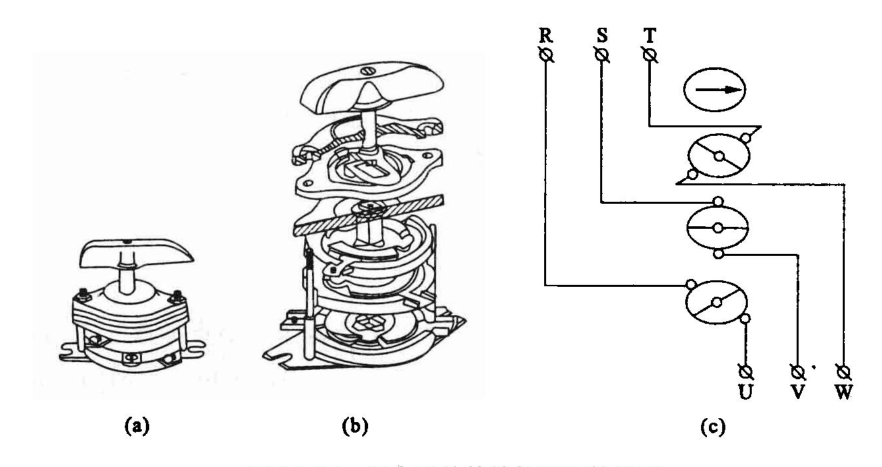


图 10.15　组合开关的结构图和接线图

(a) 外形图；(b) 内部结构；(c) 接线图

(2) 按钮

按钮通常用来接通或断开控制电器(其中电流很小)，从而控制电动机或其他电气设备的运行。

按钮结构如图 10.16 所示。它由按钮帽、复位弹簧接触元件(静触点与触桥)、支持件和外壳等部件组成。该按钮只有一组动断(常闭)静触点和一组动合(常开)静触点。按钮帽有红、黄、蓝、白、绿、黑等颜色，可供值班人员根据颜色来辨别和操作。如图 10.17 所示。

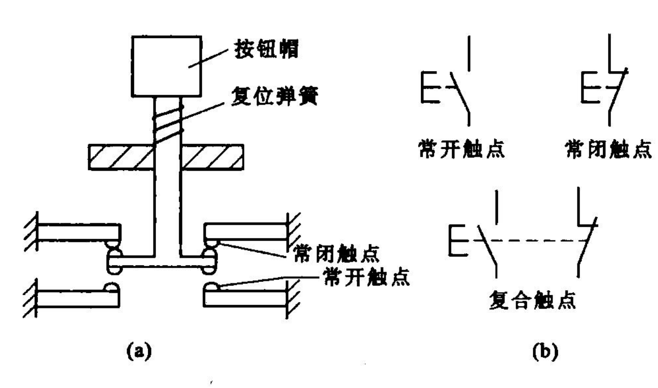


图 10.16　按钮结构与符号

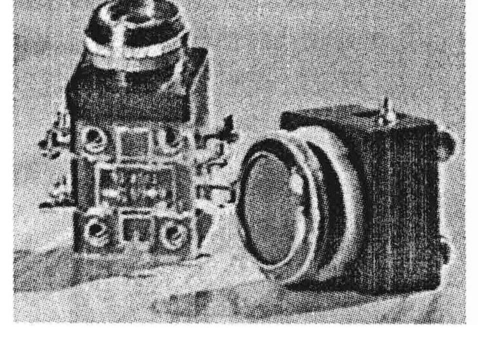


图 10.17　按钮

所谓动合(常开)触点是指按钮未被按下时为断开的触点，动断(常闭)触点指未被按下时为闭合的触点。按钮按下时，动断触点先断开，然后动合触点闭合；松开后，依靠复位弹簧

使触点恢复到原来位置。

可根据需要组合成多组动合和动断触点，构成一种积木式按钮（多联按钮）。如把两个按钮组合成“起动”和“停止”的双联按钮。其中一个按钮选用动合触点用于起动电动机，另一个按钮选用动断触点用于停止电动机。同一个按钮的动合和动断触点，不能同时用作起动和停止电动机。若要用于“起动”、“停止”和“制动”，则可组合成三联按钮，最多可组成六对触点。

按钮触点的接触面积小，其额定电流一般只有 5 A。

(3) 熔断器

日常见到的保险丝是最简单的熔断器，熔断器用以切断线路的过载和短路故障。它串联在被保护的线路中，正常运行时如同一根导线，起通路作用，当线路过载或短路时，由于大电流很快将熔断器熔断，起到保护电路上其他电器设备的作用。

对熔断器的基本要求是：

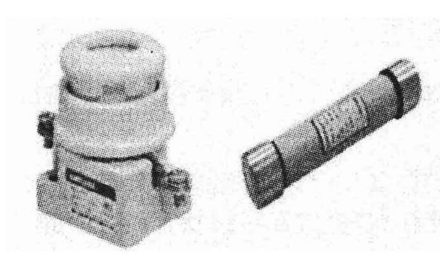
① 可靠性：能可靠切断短路和过载时的电流；

② 选择性：能有效地躲过起动电流；

③ 配合性：与各级熔断丝及自动开关配合。

熔断器主要由熔体（包括熔丝或熔片），熔管和支持熔体的触点插座三部分组成。熔体受电流的热效应，起断开大电流的作用，熔管起限制电弧飞溅，装填料起辅助灭弧作用。

熔断器类型很多，可按结构、灭弧方式、制造方法、安装方法以及熔断速度分为多种。图10.18 给出了几种熔断器实物图。



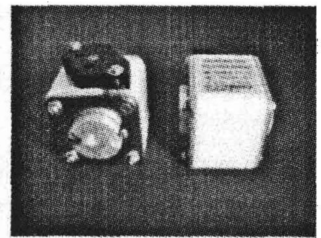


图 10.18 熔断器

熔断器的选用，主要是选择熔体额定电流，选用方法如下：

① 电灯支线的熔丝

熔丝额定电流≥支线上所有电灯的工作电流之和。

② 一台电动机的熔丝

$$熔丝额定电流 \geq \frac{电动机的起动电流}{2.5}$$

$$如起动频繁，则熔丝额定电流 \geq \frac{电动机的起动电流}{1.6 \sim 2}$$

③ 多台电动机合用的总熔丝

熔丝额定电流＝(1.5～2.5)×最大容量电动机的额定电流＋其余电动机的额定电流之和

(4) 交流接触器

交流接触器是用来频繁地远距离接通和切断主电路或大容量控制电路的控制电器。但

它本身不能切断短路电流和过负荷电流。图10.19给出了交流接触器的实物图。

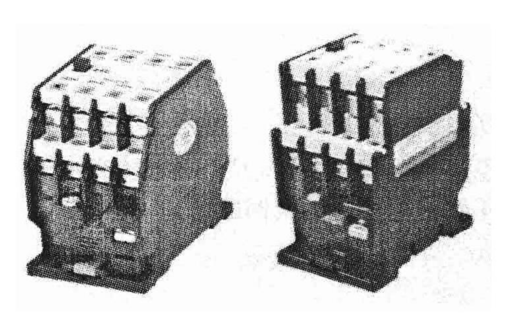


图 10.19 交流接触器

交流接触器主要由触点、电磁操作机构和灭弧装置等三部分组成。触点用来接通、切断电路，它由动触点、静触点和弹簧组成。电磁操作机构实际上就是一个电磁铁，它包括吸引线圈、山字形的静铁芯和动铁芯，当线圈通电，动铁芯被吸下，使动合触点闭合。主触点断开瞬间会产生电弧，一来灼伤触头，二来延长切断时间，故触头位置有灭弧装置。图 10.20 是交流接触器结构示意图和符号。

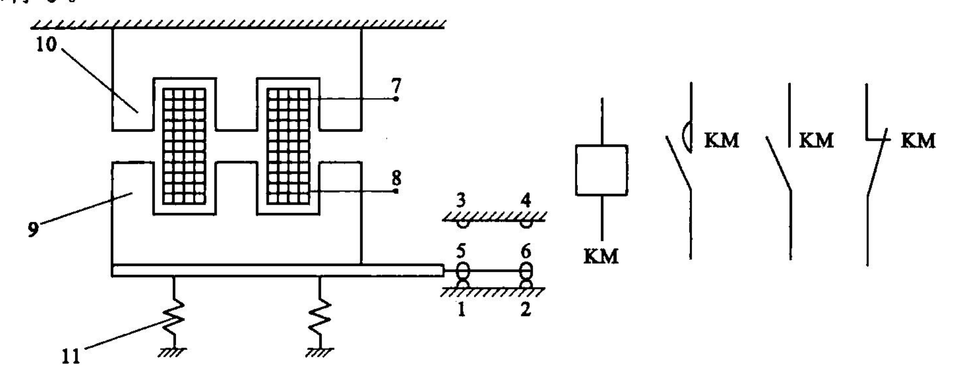


图 10.20 交流接触器结构示意图和符号

1、2、3、4—静触点；5、6—动触点；7、8—吸引线圈，9、10—动、静铁芯；11—弹簧

交流接触器触点分主触点和辅助触点两种，主触点接触面积大，允许通过较大电流，用于接通和断开电流较大的主电路，由三对动合触点组成。辅助触点接触面积小，只能通过较小电流(小于 5 A)，用来接通和断开控制电路，它一般有两对动合和两对动断的两种触点。

选用交流接触器时，应使主触点电压大于或等于所控制回路电压，主触点电流大于或等于负载额定电流。

(5) 热继电器

热继电器是利用感温元件受热而动作的一种继电器，它主要用来保护电动机或其他负载免于过载以及三相电动机的缺相运行。图 10.21 给出了热继电器的实物图。

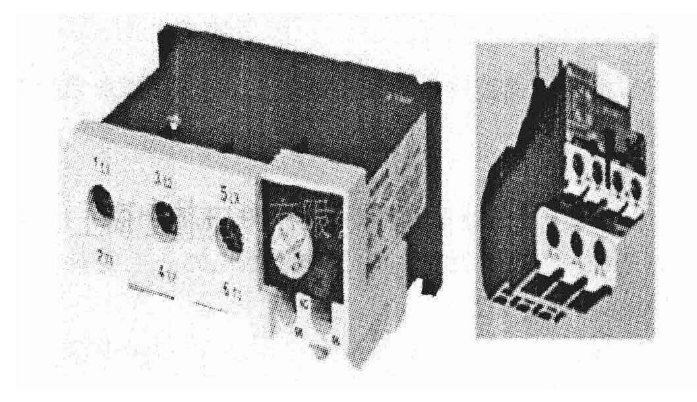


图 10.21 热继电器

图 10.22 是热继电器的原理图。热元件是一段电阻不大的电阻丝，接在电动机的主电路中。双金属片系由两种具有不同线膨胀系数的金属碾压而成。图中，下层金属的膨胀系数大，上层的小。当主电路中电流超过容许值而使双金属片受热时，它便向上弯曲，因而脱扣，扣板在弹簧的拉力下将常闭触点断开。触点是接在电动机的控制电路中的，控制电路断开而使接触器的线圈断电，从而断开电动机的主电路。

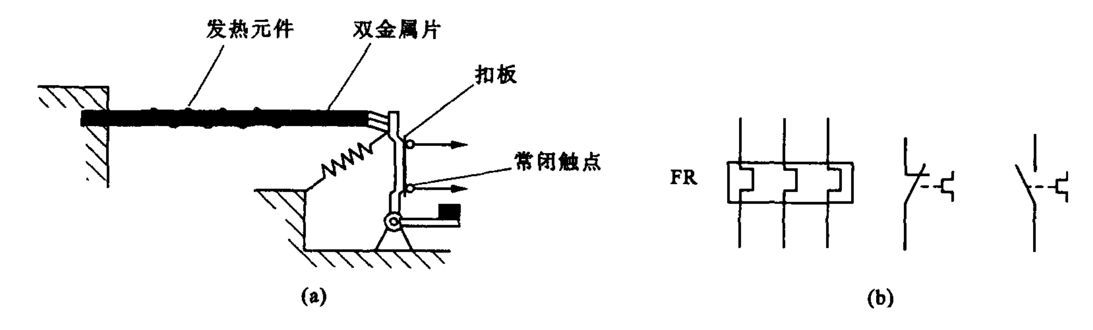


图 10.22 热继电器的原理图

(a) 结构原理图；(b) 符号

由于热惯性，热继电器不能作短路保护。因为发生短路事故时，我们要求电路立即断开，而热断电器是不能立即动作的。但是这个热惯性也是合乎我们要求的，在电动机起动或短时过载时，热继电器不会动作，这可避免电动机的不必要的停车。

如果要热继电器复位，则按下复位按钮即可。

热继电器有两个或三个加热元件，使用时分别串接在两根或三根电源线上，可直接反映三相电流的大小。

选用热继电器时，应根据负载（电动机）的额定电流来确定其型号和加热元件的电流等级。

(6) 中间继电器

在继电-接触器控制电路中，为解决接触器触点少的矛盾，而采用触点多、容量相对较大的中间继电器，用它作中间控制环节，用于信号的传递与转换，或同时控制多个电路，对小容量电动机额定电流小于 5 A 也可代替接触器作接通和切断电源用。

中间继电器的结构与动作原理与交流接触器相似，都是由电磁系统和触点系统组成，所不同的是其容量小些，触点数多些（可多达八对），它也有动合和动断触点，但没有主、辅触点之分，也没有灭弧装置。

选用中间继电器时，主要根据控制电路的电压和控制的需要来选择线圈额定电压等级和触点（动合和动断）数目。

(7) 自动空气开关

自动空气开关又称自动空气断路器，简称自动开关，是常用的一种低压保护电器，当电路发生短路、严重过载及电压过低等故障时能自动切断电路。它与熔断器配合是低压设备和线路保护的一种最基本的保护手段。

自动空气开关的特点是动作后不需要更换元件，电流值可随时整定，工作可靠，运行安全，切流能力大，安装使用方便。

自动空气开关主要组成部分是：触点系统、灭弧装置、机械传动机构和保护装置等。

图 10.23 为装有(电磁)脱扣器(即保护装置)的自动空气开关结构原理图。主触点靠操作机构(手动或电动)来闭合。开关的自由脱扣机构是一套连杆装置,有过流脱扣器和欠压脱扣器等,它们都是电磁铁。当主触点闭合后就被锁钩锁住。过流脱扣器在正常运行时其衔铁是释放着的,一旦发生严重过载或短路故障时,与主电路串联的线圈流过大电流而产生较强的电磁吸力把衔铁往下吸而顶开锁钩,使主触点断开,起了过流保护作用。欠压脱扣器的工作恰恰相反,当电路电压正常时,在电路上的励磁线圈产生足够强的电磁力将衔铁吸住,使料杆同脱扣机构脱离,主触点得以闭合。若失压(电压严重下降或断电),其吸力减小或完全消失,衔铁就被释放而使主触点断开。当电源电压恢复正常时,必须重新合闸后才能工作,实现了失压保护。

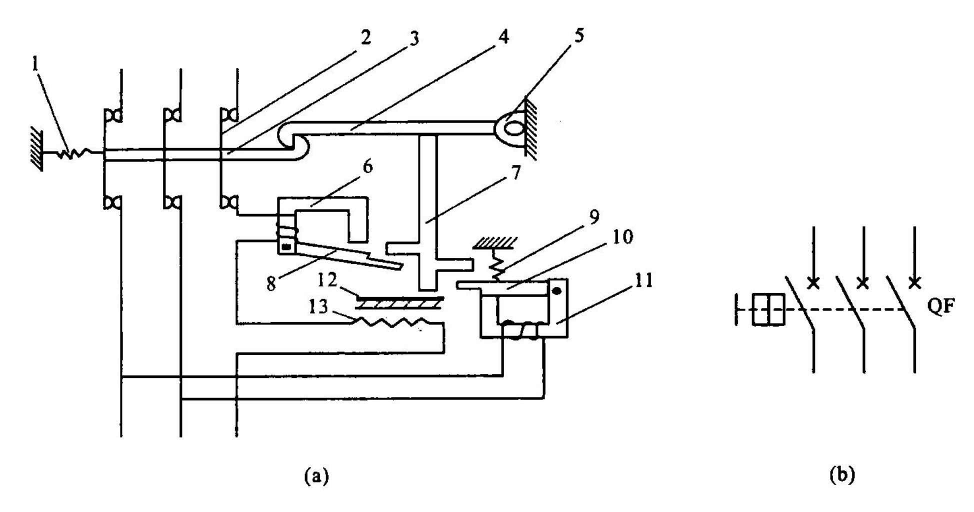


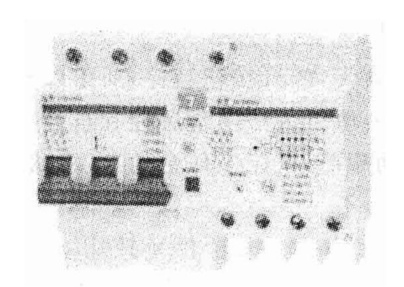
图 10.23　自动开关的原理图

(a) 原理图;(b) 符号

1、9—弹簧;2—触点;3—锁键;4—搭钩;5—轴;6—过电流脱扣器;

7—杠杆;8、10—衔铁;11—欠电压脱扣器;12—双金属片;13—电阻丝

自动空气开关种类繁多,可按用途、结构形式、极数、限流性能以及操作方式分为多种。自动空气开关需根据保护电路的保护特性选择其类型,根据被保护电路的电压和电流选择自动空气开关的额定电压和额定电流,根据被保护电路所要求保护方式选择脱扣器种类,同时还需考虑脱扣器的额定电流等。图 10.24 给出了自动空气开关的实物图。



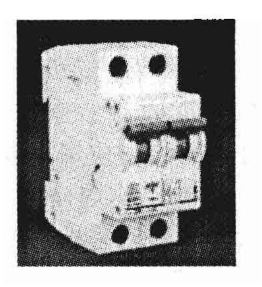


图 10.24　自动空气开关的实物图

10.4.2　三相异步电动机的基本控制电路

用接触器和按钮来控制电动机的起停,用热继电器作电动机的过载保护,这就是继电-

接触器控制的最基本电路。但工业用的生产机械，其动作是多种多样的，因此，继电-接触器控制电路也是多种多样的。但是，各种控制电路只不过是在基本电路基础上，根据生产机械要求，适当增加一些电气设备罢了。

生产中常遇到如下一些环节(基本电路)：点动控制，单向自锁运行控制，电动机正、反转互锁控制，负载的多地控制，行程控制，时间控制等。这些控制环节也称为典型控制环节。一台比较复杂的设备，它的控制电路常包括几个典型环节，因此掌握这些典型环节，对阅读、应用和设计控制电路是至关重要的。下面分别介绍这几个基本环节。

最简单的直接起动控制电路是用刀开关 Q 控制。其电源的接通和断开是通过人们操作刀开关来实现的。电路中的熔断器 FU 作短路保护用，它不能用作过载保护。如车间中的三相电风扇、砂轮机等常用这种控制电路。此电路结构简单，操作方便。但电路有一个致命弱点就是无法实现遥控和自控。

(1) 点动控制电路

图 10.25 为带有灭弧装置的交流接触器控制电路。主电路由刀开关 Q、熔断器 FU、交流接触器 KM、主触点及电动机定子绕组组成。控制电路由按钮 SB 和接触器 KM 线圈组成。

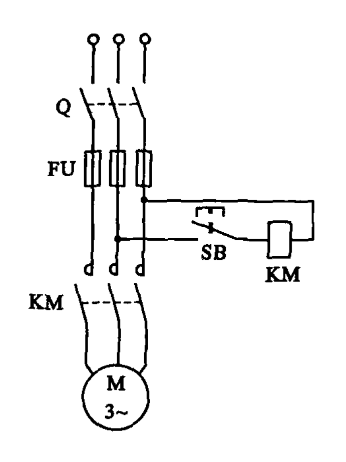



图 10.25　点动控制电路

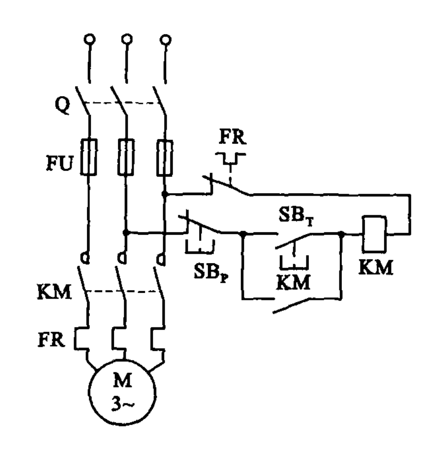


图 10.26　单向控制电路

动作过程是：合刀开关 Q，接通三相电流，按下按钮 SB，接触器 KM 线圈通电，接触器衔铁被吸使 KM 动合主触点闭合，电动机接通电源起动运转。松开按钮 SB，接触器 KM 线圈失电，主触点恢复到动合状态(复位)，电动机因失电而停转。

可见电动机的起、停全靠按钮，按下按钮就转，松开按钮就停，所以叫点动。主电路中刀开关起隔离电源的作用，由于控制电路不完整，所以无法实现遥控和自控。

点动环节在工业生产中应用颇多，如电动葫芦，机床工作台的上、下移动等。

(2) 单向运行控制电路(起停控制电路)

它是在点动控制电路的基础上在控制回路串接了一个停止按钮 SB_P 和一个热继电器 FR 的动断触点，并在起动按钮 SB_T(即为点动控制电路的按钮 SB)两端并接一个接触器的动合辅助触点 KM。在主回路串接热继电器 FR 的发热元件，如图 10.26 所示。并在起动按钮 SB_T 两端的 KM 动合辅助触点起自锁(自保持)作用，当按下起动按钮 SB_T 使接触器线圈通电，此辅助触点闭合，即使松开按钮后，仍保持线圈持续通电，电动机继续运转。欲要停车，只需按停止按钮，使接触器线圈断电，电动机停转，同时解除自锁。由于常态时，SB_T 是

闭合的，故不影响起动和运转。

起动过程如下：先合上电源开关 Q，然后按 SB_T，接触器线圈 KM 通电，KM 主触点闭合，电动机运转，同时 KM 辅助触点闭合自锁。

停车过程如下：按 SB_P，接触器线圈断电，KM 主触点断开，电动机停转，同时 KM 辅助触点断开，解除自锁。

为使电动机运行安全可靠，电路中还采用了短路、过载及失压保护。

短路保护靠熔断器 FU，它串接在主电路中，当电路一旦发生短路故障，熔体熔断，使电动机脱离电源。

过载保护靠热继电器 FR，长时间过载使双金属片过热，热继电器 FR 动作，FR 的动断触点断开而切断控制电路电源，电动机停转。同时 KM 辅助触点也断开，解除自锁。故障排除后欲要重新起动，需按下 FR 的复位按钮，使 FR 的动断触点复位（闭合）即可。

失压保护靠接触器本身，当电压降至工作电压的 85% 以下时，因接触器线圈的电磁吸力不足，衔铁自行释放，使主、辅触点自行复位，切断电源，电动机停转，同时解除自锁。

(3) 多地控制电路

有些生产机械由于工作需要，要在两个或两个以上的地点进行控制，如为了便于集中管理，每台设备除就地进行控制外，还需在中央控制台对设备进行控制，这就需要两地控制。

对于图 10.27 所示控制电路来说，它只能一地控制，如要在另一地也进行同样控制，则就需在那个地方再装一组起动和停止按钮，利用这组按钮也可控制其接触器 KM 线圈。这时这两组按钮的接线原则是：起动按钮并联，停止按钮串联，两地控制的控制电路如图10.27 所示。当按下任一个起动按钮 SB_3 或 SB_4 接触器 KM 线圈通电，接通主电路使电动机转动。同样按下任一个停止按钮 SB_1 或 SB_2 都可以控制接触器线圈断电，停止主电路工作。

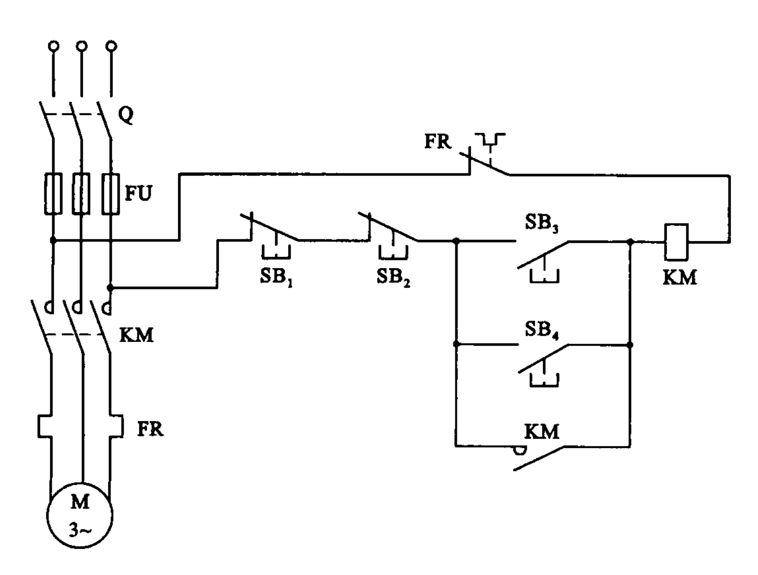


图 10.27　两地控制电路

所以要实现多地控制，其接线原则是所有起动按钮并联，所有停止按钮串联。

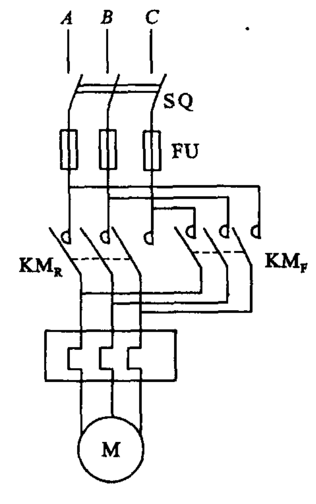


图 10.28　正、反转控制主电路

10.4.3　三相异步电动机的正、反转控制电路

在生产过程中，很多生产机械的运行部件都需要正、反两个方向运动，如水闸的起、闭，机床工作台的前进、后退等。由电动机的转动原理可知，要使三相异步电动机正、反转，只要改变引入到电动机的三相电源相序即可。

用倒顺开关能实现异步电动机的正、反转，但它不能实现遥控和自控。

用两个接触器也能改变引入到电动机的电源相序，如图 10.28 所示。若正转接触器 KM_F 工作（主触点闭合）电动机正转，反转接触器 KM_R 工作就反转。问题是若两个接触器同时工作，则就有两根电源线被主触点短接，所以对正、反转控制电路的最基本要求是两个接触器不能同时工作。因此就要对两个接触器进行"互锁"，就是当一个接触器工作时，要锁住另一个接触器，为此在正转接触器 KM_F 的线圈电路中串接一个反转接触器 KM_R 的一个动断辅助触点，而在反转接触器 KM_R 的线圈电路中串接一个正转接触器 KM_F 的一个动断辅助触点，如图 10.29(a)所示，这两个动断辅助触点称之为互锁触点。

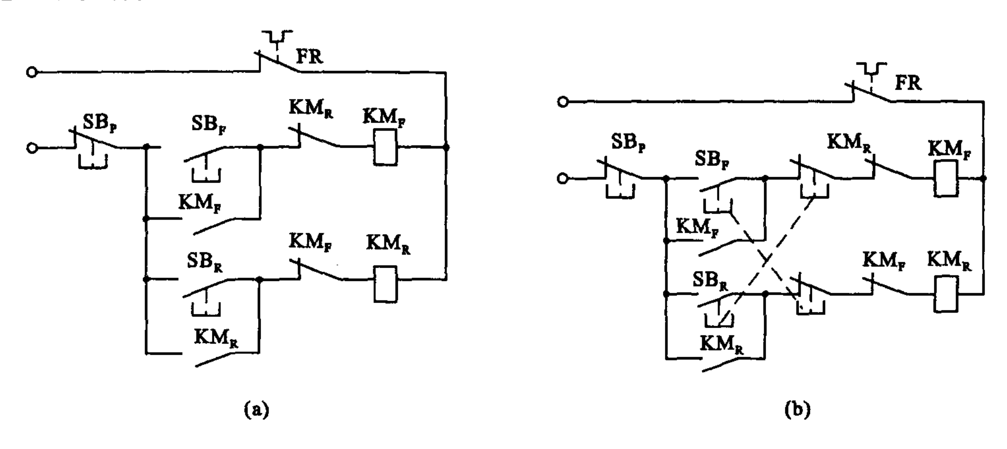


图 10.29　正、反转控制电路

动作过程如下：

正转控制：

先合电源刀开关 Q，再按正转按钮 SB_F，正转接触器 KM_F 线圈接通，然后：①KM_F 动合辅助触点闭合实现自锁；②KM_F 主触点闭合，电动机正转；③KM_F 动断辅助触点断开实现互锁（使反转接触器 KM_R 线圈回路处于开路状态）。

反转控制：

先按停止按钮 SB_P，使正转接触器 KM_F 线圈失电，主、辅触点复位。然后再按反转按钮 SB_R 接通反转接触器 KM_R 线圈，然后：① KM_R 动合辅助触点闭合实现自锁；② KM_R 主触点闭合而改变引入到电动机的电源相序，电动机反转；③ KM_R 动断辅助触点断开实现互锁（使正转接触器 KM_F 线圈回路开路）。

这种控制电路当电动机在正转时要求反转，必须先按停止按钮 SB_P，使 KM_F 线圈失电，

KM_F 的动断辅助触点复位(重新闭合),然后,再按反转起动按钮 SB_R,才能使 KM_R 线圈得电,电动机才反转,显得不太方便。为此可采用复式按钮和接触器复合联锁的正、反转控制电路,如图 10.29(b)所示。SB_F 与 SB_R 是两只复合按钮,它们各具有一对动合触点和一对动断触点,该电路具有按钮和接触器双联锁作用。

按钮联锁是通过复合按钮实现的,图 10.29(b)中连接按钮的虚线表示同一按钮互联动的触点。其中正转按钮 SB_F 的动合触点用来控制正转接触器。KM_F 线圈通电,动断触点串接在反转接触器 KM_R 线圈电路中,当按下 SB_F 接通正转控制回路的同时,断开了它的动断触点,切断了反转控制回路,保证了 KM_R 线圈不会获电,实现了机械联锁。

接触器联锁与上面控制电路相同,是通过两个动断辅助触点 KM_F 和 KM_R,分别串接在对方接触器线圈所在支路来实现的。

动作过程如下:

先合上电源刀开关 Q。

正转时,按下正转复合按钮 SB_F,KM_F 线圈接通,KM_F 的主触点闭合,电动机正转。与此同时,SB_F 的动断触点和 KM_F 的联锁动断触点都断开,双双保证反转接触器 KM_R 线圈不会同时获电。

欲要反转,只需直接按下反转复合按钮 SB_R,其动断触点先断开,使正转接触器 KM_F 线圈断电,KM_F 的主、辅触点复位,电动机停止正转。与此同时,SB_R 动合触点闭合,使反转接触器 KM_R 线圈通电,KM_R 主触点闭合,电动机反转,串接在正转接触器 KM_R 线圈电路中的 KM_R 动断辅助触点断开,起互锁作用。

在笼型异步电动机的直接起动控制设备中,磁力起动器用途很广泛。磁力起动器实质上是由交流接触器和热继电器组合而成的起动控制设备。它有不可逆的和可逆的两种,前者用于单向运行控制电路,后者用于正、反转控制电路。磁力起动器用于直接起动容量在 75 kW 以下的笼型异步电动机。

10.4.4 行程和时间控制

10.4.4.1 *行程控制*

所谓行程控制就是根据生产机械运动部件的位置或行程距离来进行控制,如起重机械和某种机床的直线运动部件,当到达边缘位置时,就要求自动停止或往复运动。这种行程控制可利用行程开关来实现。通过这种开关,控制生产机械的运动,当其运行到某一规定位置时,通过行程开关转变为对电路的控制,以改变生产机械的状态。

(1) 行程开关

行程开关又称位置开关或限位开关,它的作用是将机械位移转变为电信号,使电动机运行状态发生改变,即按一定行程自动停车、反转、变速或循环,从而控制机械运动或实现安全保护。

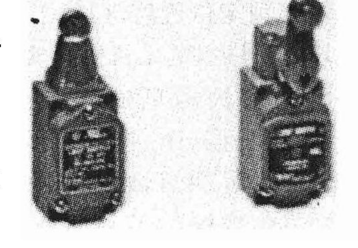


图 10.30 行程开关

行程开关有两种类型:直动式(按钮式)和旋转式,其结构基本相同,都是由操作机构、传动系统、触头系统和外壳组成,主要区别在传动系统。直动式行程开关的结构、动作原理与按钮相似。单轮旋转式行程开关的结构如图 10.30 所示,当运动机构的挡铁压到行程开关的滚轮上时,传动杠杆连同转轴一起转动,凸轮撞动撞块使得常闭

触头断开，常开触头闭合。挡铁移开后，复位弹簧使其复位(双轮旋转式不能自动复位)。

行程开关图形符号如图 10.31 所示有一对常开、一对常闭触点。

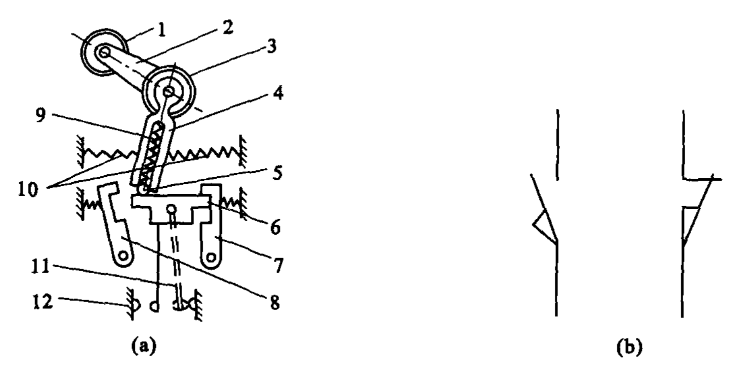


图 10.31　滚轮式行程开关

(a) 结构示意图；(b) 符号

1—滚轮；2—上转臂；3—盘形弹簧；4—推杆；5—小滚轮；6—擒纵件；

7、8—压板；9、10—弹簧；11—动触头；12—静触头

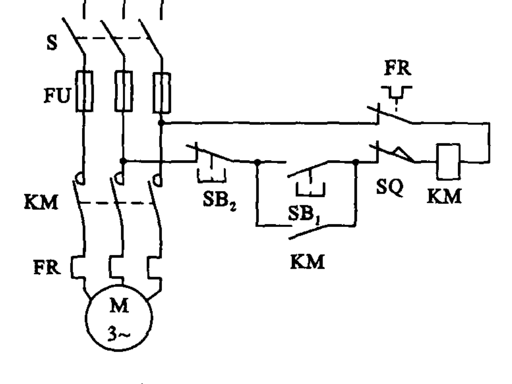


图 10.32　限位控制电路

(2) 限位控制

当生产机械的运动部件到达预定的位置时压下行程开关的触杆，将常闭触点断开，接触器线圈断电，使电动机断电而停止运行。图 10.32 所示为限位控制电路。

(3) 自动往返控制

有些生产机械要求工作台在一定距离内能自动往返，而自动往返通常是利用行程开关控制电动机的正反转来实现工作台的自动往返运动。

图 10.33(a)为工作台自动往返运动的示意图。图中 SQ_1 为左移转右移的行程开关，SQ_2 为右移转左移的行程开关。SQ_3、SQ_4 分别为左、右极限保护行程开关。图 10.33(b)为工作台自动往返行程控制线路。

工作过程：按下起动按钮 SB_1，KM_1 得电并自锁，电动机正转工作台向左移动，当到达左移预定位置后，挡铁 1 压下 SQ_1，SQ_1 常闭触头打开使 KM_1 断电，SQ_1 常开触头闭合使 KM_2 得电，电动机由正转变为反转，工作台向右移动。当到达右移预定位置后，挡铁 2 压下 SQ_2，使 KM_2 断电，KM_1 得电，电动机由反转变为正转，工作台向左移动。如此周而复始地自动往返工作。当按下停止按钮 SB_3 时，电动机停转，工作台停止移动。若因行程开关 SQ_1、SQ_2 失灵，则由极限保护行程开关 SQ_3、SQ_4 实现保护，避免运动部件因超出极限位置而发生事故。

10.4.4.2　时间控制

时间控制是某些生产机械的控制电路需要按一定的时间间隔来接通或断开某些控制电路，如三相异步电动机的 Y-△换接起动，这就需采用时间继电器来实现延时控制。

时间继电器种类很多，有空气式、电磁式及电子式等。图 10.34 给出几种时间继电器的实物图。

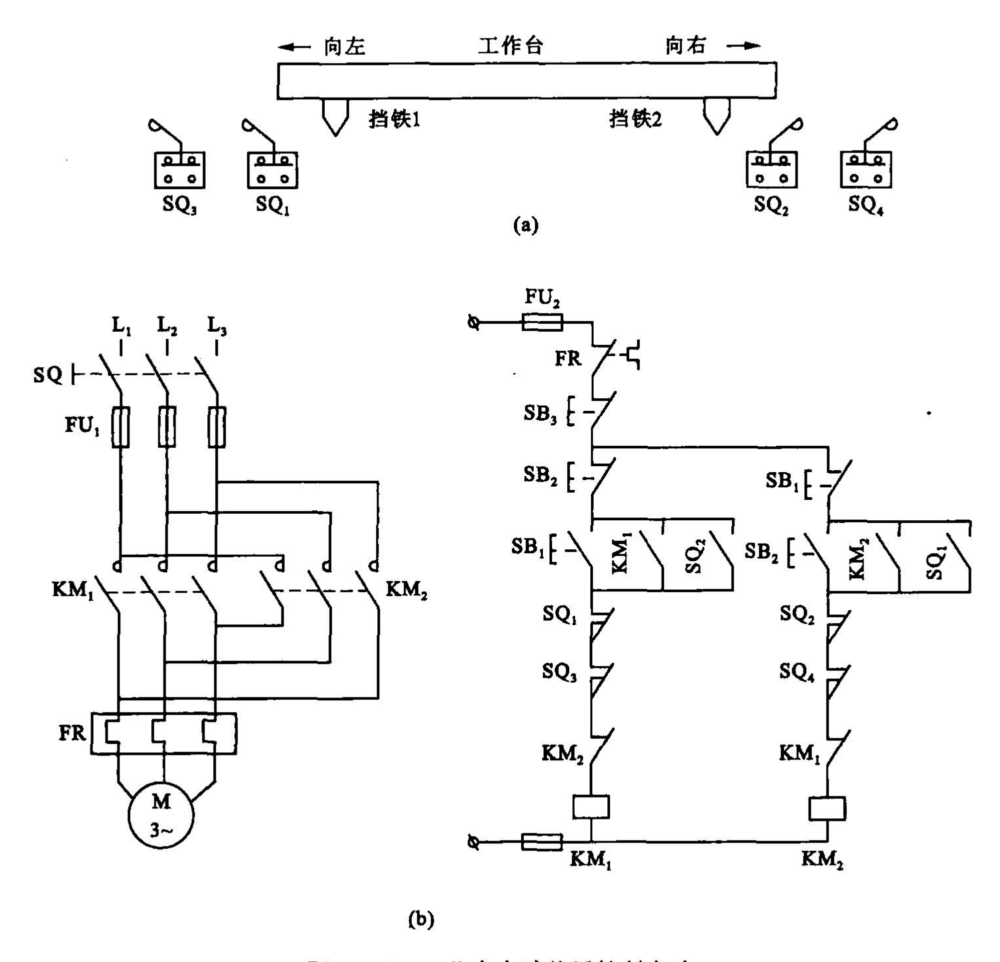


图 10.33 工作台自动往返控制电路

(a) 工作台自动往返运动的示意图;(b) 工作台自动往返行程控制线路

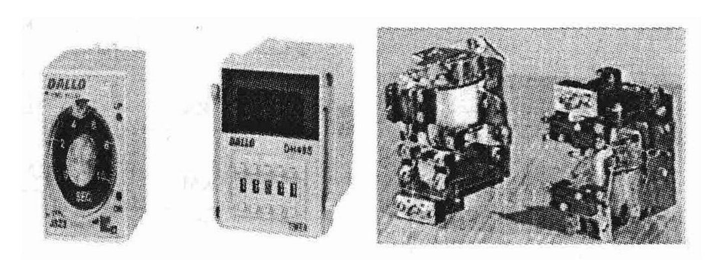


图 10.34 时间继电器

现介绍在交流控制电路中应用最普遍的空气式时间继电器。它是利用空气的阻尼作用获得动作延时的。它主要由电磁系统、触点、空气室和传动机构组成。当吸引线圈通电后将动铁芯吸下,使动铁芯与活塞杆之间有一段距离。在释放弹簧的作用下,活塞杆随同撞块一起下降。由于这时空气室中形成负压,产生空气阻尼作用不能迅速下降,待进入空气室内的空气逐渐增加,过了一段时间,撞块才能使延时触点动作,从线圈通电到延时触点动作的这段时间继电器的延时时间,它可通过调节锥形杆改变进气孔的大小来调节延时时间,延时范围有 0.4～60 s 和 0.4～180 s 两种。图 10.35 为时间继电器。

当线圈通电后,在复位弹簧作用下衔铁立即复位。此继电器有两个延时触点:一个是延

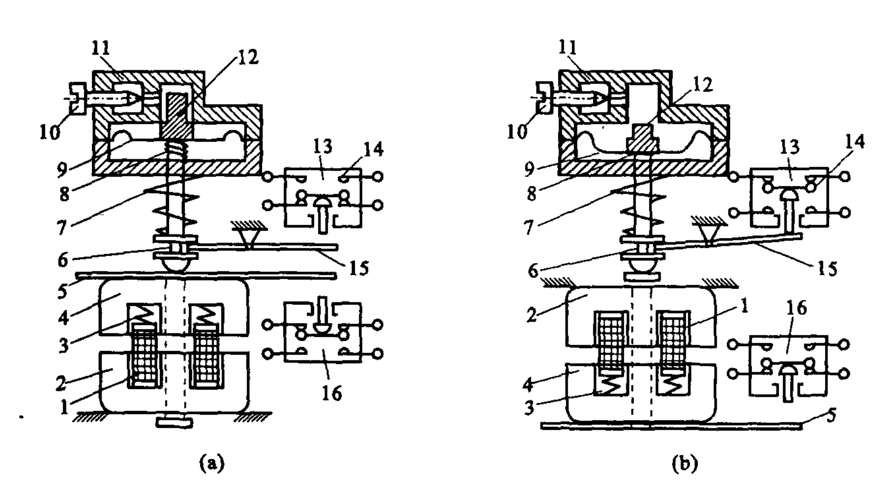


图 10.35　时间继电器

(a) 通电延时型；(b) 断电延时型

1—线圈；2—静铁芯；3、7—弹簧；4—衔铁；5—推板；6—顶杆；8—弹簧；9—橡皮膜；

10—螺钉；11—进气孔；12—活塞；13、16—活动开关；14—延时开关；15—杠杆

时断开的动断触点，一个是延时闭合的动合触点。另外还有两个瞬时触点。

上述为通电延时的时间继电器，也可做成断电延时的时间继电器，如图 10.35(b)所示，它也有两个延时触点：一个是延时闭合的动合触点。另外还有两个瞬时触点。

图 10.36 是应用时间继电器的三相笼型异步电动机的 Y-△换接起动控制电路。

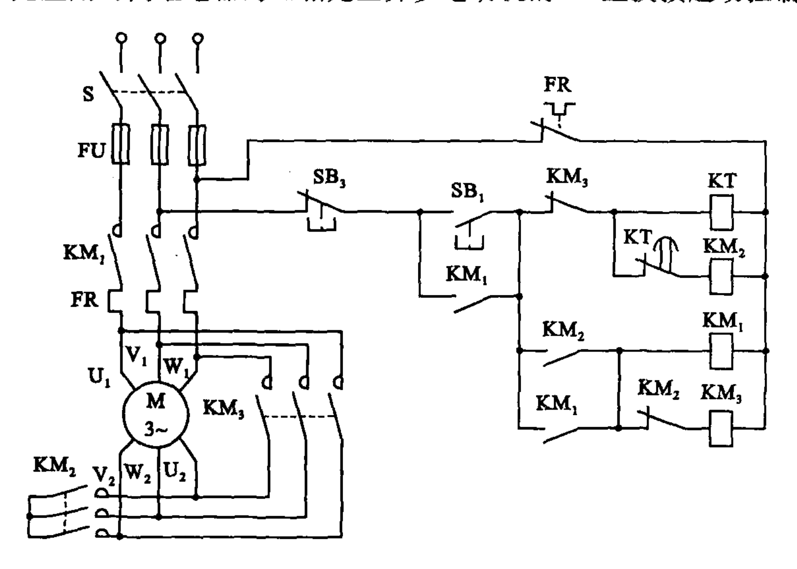


图 10.36　三相笼型异步电动机的 Y-△换接起动控制电路

按下起动按钮 SB_1，时间继电器 KT 和接触器 KM_2 同时通电吸合，KM_2 的常开主触点闭合，把定子绕组连接成星形，其常开辅助触点闭合，接通接触器 KM_1。KM_1 的常开主触点闭合，将定子接入电源，电动机在星形连接下起动。KM_1 的一对常开辅助触点闭合，进行自锁。经一定延时，KT 的常闭触点断开，KM_2 断电复位，接触器 KM_3 通电吸合。KM_3 的常开主触点将定子绕组接成三角形，使电动机在额定电压下正常运行。与按钮 SB_1 串联的 KM_3 的常闭辅助触点的作用是：当电动机正常运行时，该常闭触点断开，切断了 KT、KM_2 的通路，即使误按 SB_1，KT 和 KM_2 也不会通电，以免影响电路正常运行。若要停车，则按

下停止按钮 SB_3，接触器 KM_1、KM_2 同时断电释放，电动机脱离电源停止转动。

思考与练习

10.4.1 三相异步电动机主电路中装有熔断器，为什么还要装热继电器？可否在二者中任意选择？

10.4.2 试说出交流接触器与中间继电器的相同及不同之处。

10.4.3 空气式时间继电器按其控制原理可分为哪两种类型？每种类型的时间继电器其触点有哪几类？

*10.5 可编程序控制器

继电接触器控制系统长期在生产上得到广泛应用，但由于它的机械触点多、接线复杂、可靠性低、功耗高、通用性和灵活性也较差，因此日益满足不了现代化生产过程复杂多变的控制要求。

可编程序控制器是一种专为在工业环境下应用而设计的数字运算的电子系统。它采用可编程序的存储器，来存储和运行逻辑运算、顺序控制、定时及算术运算等操作指令，并通过数字式、模拟式的输入和输出方法，控制各种类型的机械或生产过程，具有可靠性高、功能完善、组合灵活、编程简单以及功耗低等优点。

10.5.1 可编程序控制器的结构和工作原理

(1) 可编程序控制器的结构

PLC 是以微处理器为核心的电子系统，其组成框图如图 10.37 所示。它包括输入、输出变换器、中央处理器及电源等，加上外围设备组成最基本的 PLC 控制系统。

输入、输出接口是 PLC 与外接信号、被控设备连接的电路，对外它通过外接端子排与现场设备相连。例如将按钮、继电器触点、行程开关、传感器等接至输入接点，通过输入变换器把它们的输入信号转换成中央处理器能接受和处理的数字信号。并把这些信号转换成被控设备或显示设备能接受的电压或电流信号，以驱动接触器线圈、伺服电动机等执行装置。

中央处理器包括微处理器、系统程序存储器和用户程序存储器。微处理器主要作用是处理并运行用户程序，监控输入、输出电路的工作状态，并作出逻辑判断，协调各部分的工作，必须时作出应急处理。系统程序存储器主要存放系统管理和监控程序以及对用户程序进行编译处理的程序，各种不同性能 PLC 的系统程序会有所不同，该程序在出厂前已被固化，用户不能改变。用户程序存储器用来存放用户根据生产过程和工艺要求而编制的程序，可通过编程进行编制或修改。

编程器是 PLC 重要的外围设备，PLC 需用编程器输入用户程序，并可以对用户程序进行检查、修改和调试。PLC 一般应配有专用的编程器。也可以用通用的计算机，加上适当的接口和软件进行编程。这种编程方式已广泛应用于中、大型的 PLC 控制系统中。

PLC 的产品很多，一般以输入/输出(I/O)点数(输入输出接点数的总和)的多少把 PLC 分成小型机、中型机和大型机。小型机的 I/O 点数一般在 128 以下，用户程序存储器容量也较小，约在 2 k 字以下，具有逻辑运算、计数、计时等功能，主要用于开关量控制。中型机的 I/O 点数在 128～512 之间，用户程序存储器容量达到 2～8 k 字，这些 PLC 除了具有开关量

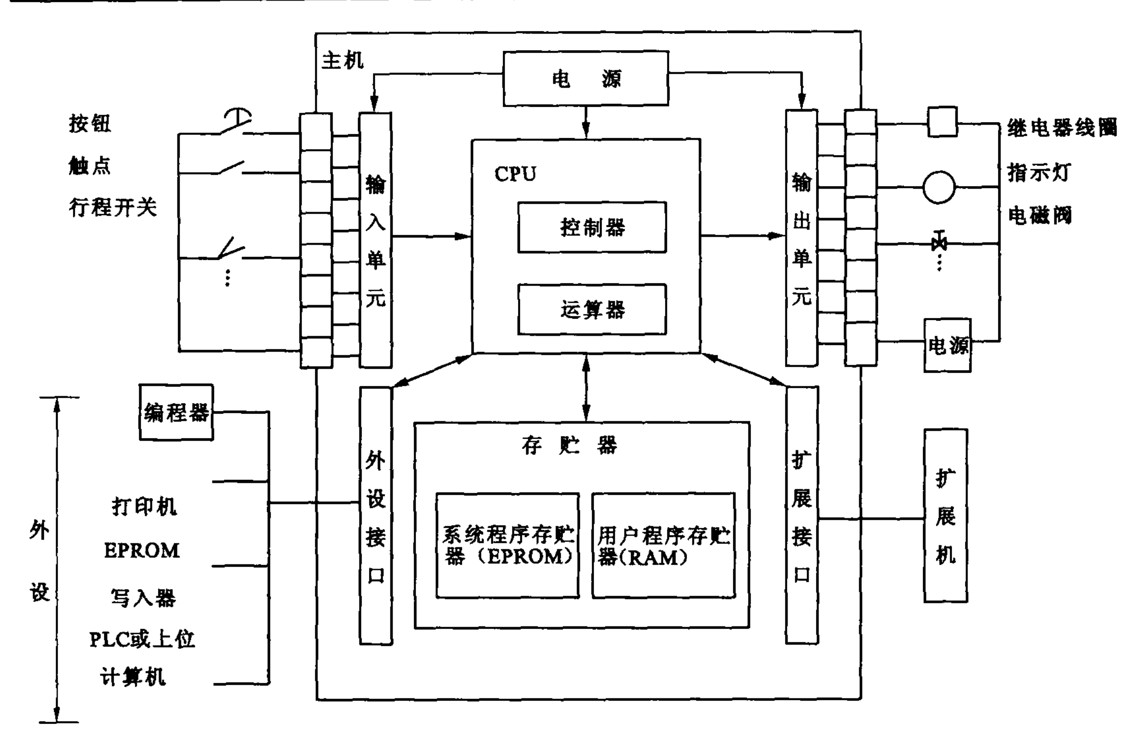


图 10.37　PLC 组成框图

控制功能外，还有模拟量输入和输出等功能。大型机的 I/O 点数在 512 以上，用户存储器容量达 8 k 字或 8 k 字以上。它除了具备中、小型 PLC 的功能外，还能进行智能控制和远程控制，可用于大规模的过程控制，构成分布式控制系统或整个工厂的自动化网络。

一般小型 PLC 的结构采用整体式，中型和大型的 PLC 基本采用基架模块式。

(2) 可编程序控制器工作原理

最初研制生产的 PLC 主要用于代替传统的由继电器接触器构成的控制装置，但这两者的运行方式是不相同的：继电器控制装置采用硬逻辑并行运行的方式，即如果这个继电器的线圈通电或断电，该继电器所有的触点（包括其常开或常闭触点）在继电器控制线路的哪个位置上都会立即同时动作；PLC 的 CPU 则采用顺序逻辑扫描用户程序的运行方式，即如果一个输出线圈或逻辑线圈被接通或断开，该线圈的所有触点（包括其常开或常闭触点）不会立即动作，必须等扫描到该触点时才会动作。

为了消除二者之间由于运行方式不同而造成的差异，考虑到继电器控制装置各类触点的动作时间一般在 100 ms 以上，而 PLC 扫描用户程序的时间一般均小于 100 ms，因此，PLC 采用了一种不同于一般微型计算机的运行方式——扫描技术。这样在对于 I/O 响应要求不高的场合，PLC 与继电器控制装置在处理结果上就没有什么区别了。

当 PLC 投入运行后，其工作过程一般分为三个阶段，即输入采样、用户程序执行和输出刷新三个阶段。完成上述三个阶段称作一个扫描周期。在整个运行期间，PLC 的 CPU 以一定的扫描速度重复执行上述三个阶段。如图 10.38 所示。

① 输入采样阶段

在输入采样阶段，PLC 以扫描方式依次地读入所有输入状态和数据，并将它们存入 I/O 映象区中的相应的单元内。输入采样结束后，转入用户程序执行和输出刷新阶段。在这两

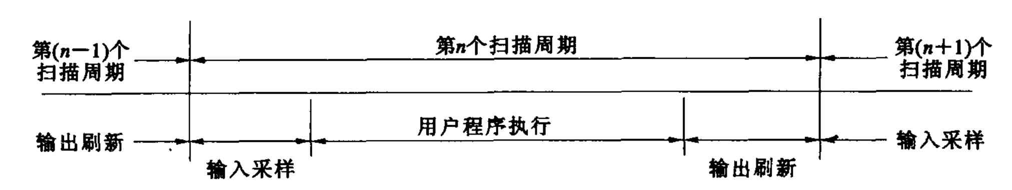


图 10.38 PLC 工作原理示意图

个阶段中，即使输入状态和数据发生变化，I/O 映象区中的相应单元的状态和数据也不会改变。因此，如果输入是脉冲信号，则该脉冲信号的宽度必须大于一个扫描周期，才能保证在任何情况下，该输入均能被读入。

② 用户程序执行阶段

在用户程序执行阶段，PLC 总是按由上而下的顺序依次地扫描用户程序(梯形图)。在扫描每一条梯形图时，又总是先扫描梯形图左边的由各触点构成的控制线路，并按先左后右、先上后下的顺序对由触点构成的控制线路进行逻辑运算，然后根据逻辑运算的结果，刷新该逻辑线圈在系统 RAM 存储区中对应位的状态；或者刷新该输出线圈在 I/O 映象区中对应位的状态；或者确定是否要执行该梯形图所规定的特殊功能指令。即在用户程序执行过程中，只有输入点在 I/O 映象区内的状态和数据不会发生变化，而其他输出点和软设备在 I/O 映象区或系统 RAM 存储区内的状态和数据都有可能发生变化，而且排在上面的梯形图，其程序执行结果会对排在下面的凡是用到这些线圈或数据的梯形图起作用；相反，排在下面的梯形图，其被刷新的逻辑线圈的状态或数据只能到下一个扫描周期才能对排在其上面的程序起作用。

③ 输出刷新阶段

当扫描用户程序结束后，PLC 就进入输出刷新阶段。在此期间，CPU 按照 I/O 映象区内对应的状态和数据刷新所有的输出锁存电路，再经输出电路驱动相应的外设。这时，才是 PLC 的真正输出。

一般来说，PLC 的扫描周期包括自诊断、通讯等，即一个扫描周期等于自诊断、通讯、输入采样、用户程序执行、输出刷新等所有时间的总和。

10.5.2 可编程序控制器的基本指令和编程

(1) PLC 程序的表达方式

PLC 是按程序进行工作的，因此需要把控制任务用程序来表示。程序就是用一定的语言把控制任务表示出来。PLC 常用的编程语言有四种：梯形图、助记符、流程图及高级语言。目前使用得较多的是梯形图和助记符。

① 梯形图。梯形图基本上沿用继电器控制图的形式，采用的符号也大致相同。图10.39所示是梯形图示例。用梯形图进行编程时，只要按梯形图前后顺序把逻辑行输入到计算机中去，计算机就可自动将梯形图转换成 PLC 能接受的机器语言，存入并执行。

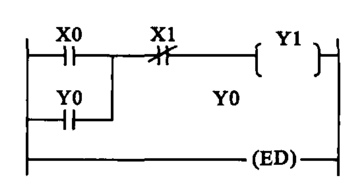


图 10.39 梯形图示例

② 助记符。小型的 PLC 往往由于配置的原因，不能直接输入梯形图，要用助记符语言把梯形图中的控制逻辑描述出来，再用编程器送入 PLC 运行。

助记符语言比较直观易懂，编程也简单，便于工程人员掌握，因此得到广泛的应用。

但要注意不同厂家制造的 PLC，所使用的助记符号也有所不同，所以对同一功能梯形图来说，用助记符写成的程序（指令表）也不相同。

(2) PLC 的器件与器件编号

PLC 的核心是微处理器，使用时可将它看成由继电器、定时器、计数器等组成的一个组合体。但 PLC 不是实际的继电器、定时器和计数器等硬件的连接而组成的控制逻辑电路，而是用软件编程来实现的控制逻辑。为了使用方便，内部的各种“继电器”（常称为软继电器）必须用编号即编码予以识别，同时对它们的状态（如闭合或断开）都以对应的存储器位予以存储。由于 PLC 采用软件编程，因而计数器、定时器、特殊辅助继电器等 PLC 中都用软继电器取代。

为了便于阅读，通常用符号来表示上述各种器件，例如用 X 表示输入继电器，Y 表示输出继电器，T 表示定时器，C 表示计数器，M 表示辅助继电器等，并给每种器件以特定的编号。不同型号的 PLC，器件的编号会有所不同。在使用 PLC 或编号程序前应了解它们的编号情况。

表 10.1 列出的是 F_1-40MR 型 PLC 基本单元的器件编号情况。

表 10.1　F_1-40MR 型 PLC 器件编号

名　称	数量	编号（八进制）	说　　明
输入继电器 X	24	400～413，500～513	
输出继电器 Y	16	430～437，530～537	
定时器 T	32	050～057，450～457 550～557，650～657	最小设定单位 0.01 或 0.1 s
计数器 C	32	060～067，460～467 560～567，660～667	计数值 1～999
辅助继电器 M	128	100～227	无掉电保持
	64	300～377	有掉电保持
特殊辅助 继电器	15	70～74，76～77 470～473，570～573	运行监视初始脉冲 电池电压下降指示等

(3) F_1 系列 PLC 的基本指令

指令通常由助计符号、编号和数据三部分组成。

在 PLC 的指令系统中，基本逻辑指令是最基础的编程语言，掌握基本逻辑指令也就初步掌握了可编程序控制的使用方法。

不同厂家生产的 PLC，其指令有些差异，使用的符号不完全相同，但编程的原理和方法是一致的。下面以 F_1 系列 PLC 为例，对基本指令进行介绍。

① LD、LDI、OUT 指令

LD：动合触点和公共母线连接；

LDI：动断触点和母线连接；

OUT：线圈驱动指令。

图 10.40 所示为 LD、LDI 和 OUT 指令应用示例。

LD、LDI 和 OUT 指令使用说明：

(a) LD、LDI 指令用于和母线相连的触点，也可以和后面介绍的 ANB、ORB 指令配合用于分支回路的开始处。

(b) OUT 指令用于输出继电器、辅助继电器、定时器和计数器，不能用于输入继电器。并联时 OUT 指令可以连接使用任意次。

(c) 如 OUT 指令用于定时器和计数器，则必须紧跟常数 K，K 为定时器的延时时间(单位为 0.1 s)或计数器的计数次数。

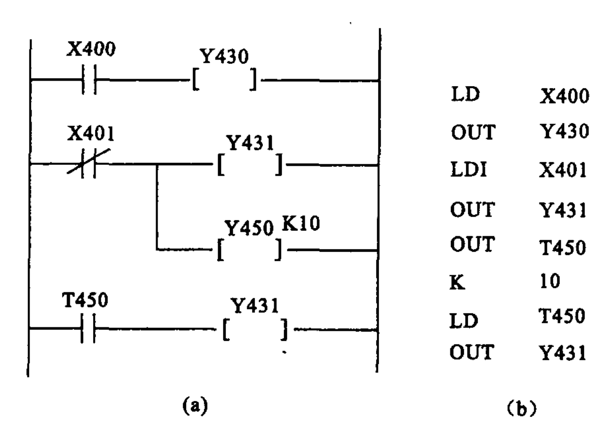


图 10.40 LD、LDI 和 OUT 指令应用示例

(a) 梯形图；(b) 语句表

② AND、ANI 指令

AND：动合触点串联连接；

ANI：动断触点串联连接。

图 10.41 为 AND 和 ANI 指令应用示例。

AND 和 ANI 是串联连接指令，串联触点的数量不限，可多次使用 AND 和 ANI。

③ OR、ORI 指令

OR：动合触点并联连接；

ORI：动断触点并联连接。

图 10.42 所示为 OR 和 ORI 指令应用示例。

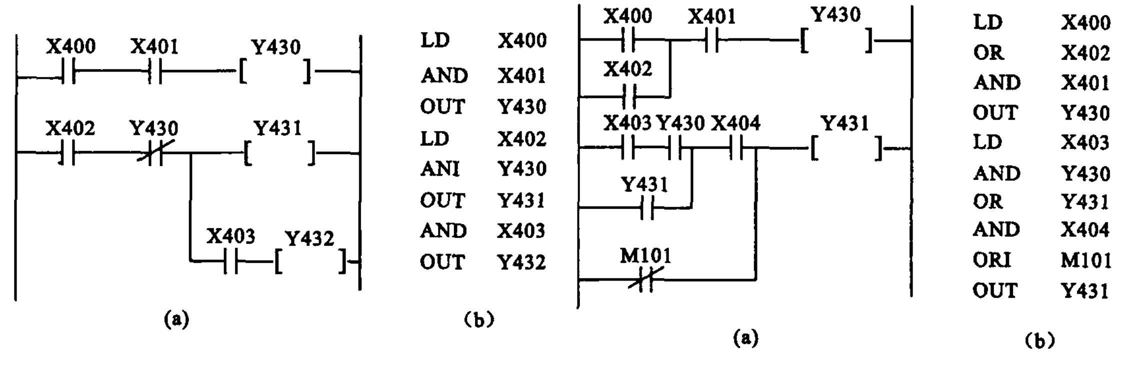


图 10.41 AND 和 ANI 指令应用示例

(a) 梯形图；(b) 语句表

图 10.42 OR 和 ORI 指令应用示例

(a) 梯形图；(b) 语句表

OR、ORI 指令使用说明：

(a) OR、ORI 指令为一个触点并联连接指令，紧接在 LD、LDI 指令之后使用。并联的次数不受限制。

(b) 若要将两个或两个以上触点的串联电路和其他电路并联，须采用后面的 ORB 指令。

④ ORB 指令

ORB：电路块并联连接。

图 10.43 所示为 ORB 指令应用示例。

ORB 指令使用说明：

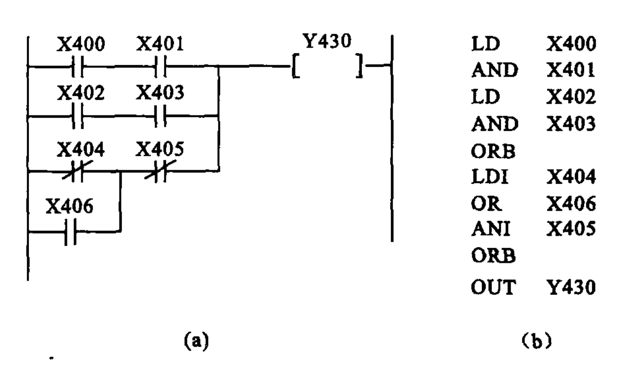


图 10.43　ORB 指令应用示例

(a) 梯形图；(b) 语句表

(a) 两个或两个以上触点串联连接的电路称为“串联电路块”。ORB 指令的功能就是用作串联电路块的并联连接。串联电路块在并联连接时，分支的开始用 LD、LDI 指令，分支结束用 ORB 指令。

(b) 按上述编程方法，并联电路块的并联次数不受限制。但每并联一次，就要用一次 ORB 指令。

⑤ ANB 指令

ANB：电路块串联连接。

图 10.44 所示为 ANB 指令的应用示例。

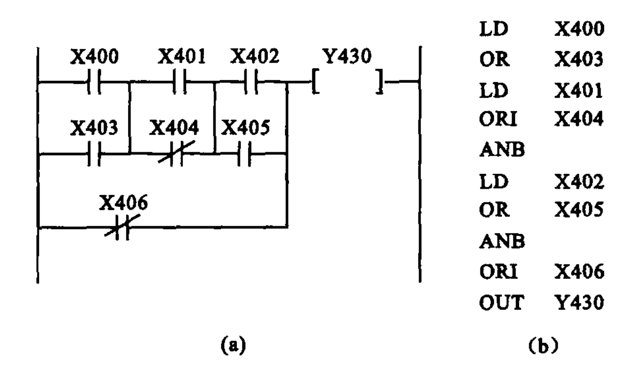


图 10.44　ANB 指令的应用示例

(a) 梯形图；(b) 语句表

ANB 指令使用说明：

(a) 两个或两个以上触点并联连接的电路称为“并联电路块”。将并联电路块和前面电路串联连接时用 ANB 指令，并联电路块的起点用 LD 或 LDI 指令，终点用 ANB 指令。在用 ANB 指令将并联电路块和前面电路串联连接前，应先完成并联电路块的连接。

(b) ANB 指令与 ORB 指令均不带器件号。

(c) 如有多个并联电路块顺次用 ANB 指令与前面电路连接，ANB 的使用次数可以不受限制。

⑥ END：表示程序结束

本指令是程序的最后一条指令，表示程序结束。中央处理器把输出状态寄存器的值送到输出变换器以驱动相应的执行机构。

F_1-40 MR 型 PLC 的基本指令有 20 条，以上介绍的是其中的部分指令。

(4) 基本编程规则

学习了 PLC 的编程语言后，就可以根据要求编写程序。为了能顺利地进行编程，应遵循以下规则：

① 先画出两条竖直方向的母线，再按从左到右、从上到下的顺序画好每一个逻辑行。

② 梯形图上所画触点状态，就是输入信号未作用时的初始状态。

③ 触点应画在水平线上，不能画在垂直线上（主控触点例外）。

④ 不含节点的分支应画在垂直方向，不可放在水平方向，以便于识别节点的组合和对输出线圈的控制路径。

⑤ 几个串联支路相并联时，应将触点最多的那个支路放在最上面；几个并联回路相串联时，应将触点最多的支路放在最左面。

⑥ 触点可以串联或并联；线圈可以并联，但不可以串联。

⑦ 触点和线圈连接时，触点在左，线圈在右；线圈的右边不能有触点，触点的左边不能有线圈。

⑧ 梯形图中元素的编号、图形符号应与所用的 PLC 机型及指令系统相一致。

10.5.3 可编程序控制器的应用举例

下面用 PLC 定时器控制三相异步电动机的 Y-△起动。

用 PLC 实现三相笼型电动机的 Y-△的控制电路如图 10.45 所示，PLC 的输入、输出外部接线如图 10.45 所示。图 10.46 是其梯形图。起动开始时，按下起动按钮 SB_2，X401 的动合触点闭合，Y430 接通并自锁，接触器 KM_0 通电，为电动机起动作准备。与此同时，C460 被接通，Y431 接通，KM_1 通电，电动机连接成星形起动。当起动时间到了设定值时，C460 的动断触点断开，动合触点闭合。一方面 Y430、KM_1 断电，同时 Y432 接通，KM_2 通电，电动机换接成三角形运转，起动完毕。

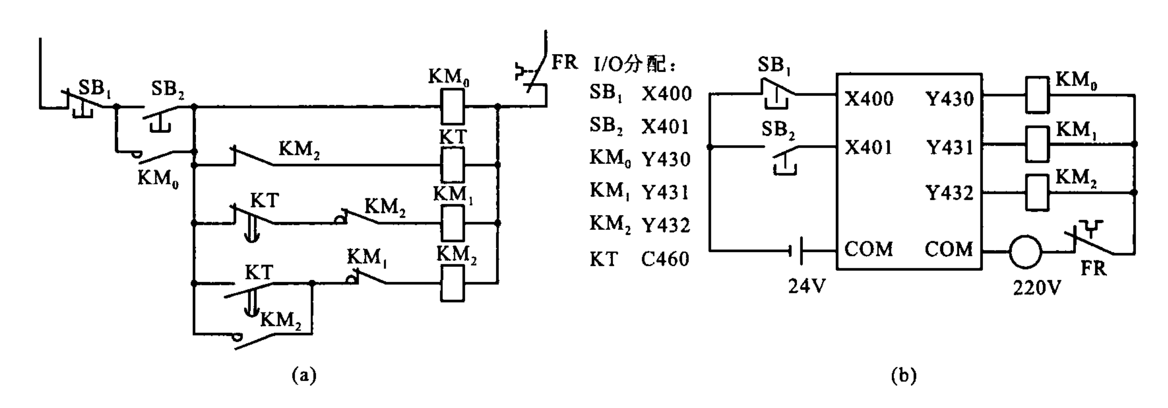


图 10.45 三相异步电动机 Y-△起动控制电路

(a) 控制电路；(b) PLC 外部接线图

根据图 10.46 所示的梯形图，其对应的程序如下：

```
LD     X401          LDI    C460
OR     Y430          ANI    Y432
```

```
ANI    X400        OUT    Y431
OUT    Y430        ORB
LD     X401        LD     C460
OR     Y430        OR     Y432
ANI    X400        ANI    Y431
LD     Y432        OUT    Y432
OUT    C460        ORB
K      150
```

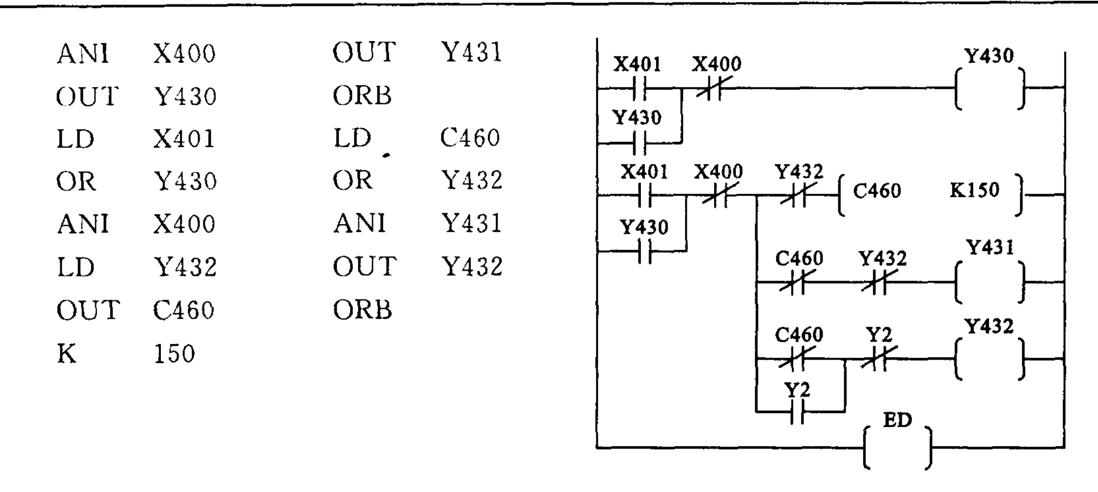


图 10.46　三相异步电动机 Y-△起动的梯形图

思考与练习

10.5.1　什么是可编程控制器？它的特点是什么？

10.5.2　可编程控制器梯形图编程规则的主要内容是什么？

10.5.3　PLC 执行程序是以循环扫描方式进行的，请问每一扫描过程分为哪几个阶段？

10.5.4　说明 FX0N-40 MR 型号中 40、M、R 的意义，并说出它的输入输出点数。

10.6　应用举例

在上述各节中分别讨论了常用控制电器及基本控制线路，现举两个生产机械的具体控制线路，以提高对控制线路的综合分析能力。

10.6.1　运料小车的控制

图 10.47 是一个运料小车控制电路，动作过程为：

SB_F⇒KM_F 通电⇒小车正向运行⇒至 *A* 端⇒撞 ST_a⇒KT_a 通电⇒延时 2 min⇒KM_R 通电⇒小车反向运行⇒至 *B* 端⇒撞 ST_b⇒KT_b 通电⇒延时 2 min⇒KM_F 通电⇒小车正向运行……如此往返运行。

电路满足以下要求，实物示意图见图 10.48：

(1) 小车起动后，前进到 *A* 地。然后做以下往复运动：

到 *A* 地后停 *t* 分钟等待装料，然后自动走向 *B*。

到 *B* 地后停 *t* 分钟等待卸料，然后自动走向 *A*。

(2) 有过载和短路保护。

(3) 小车可停在任意位置。

10.6.2　C620-1 型普通车床控制线路

C620-1 普通车床控制线路如图 10.49 所示，其控制原理和动作顺序请自行分析。

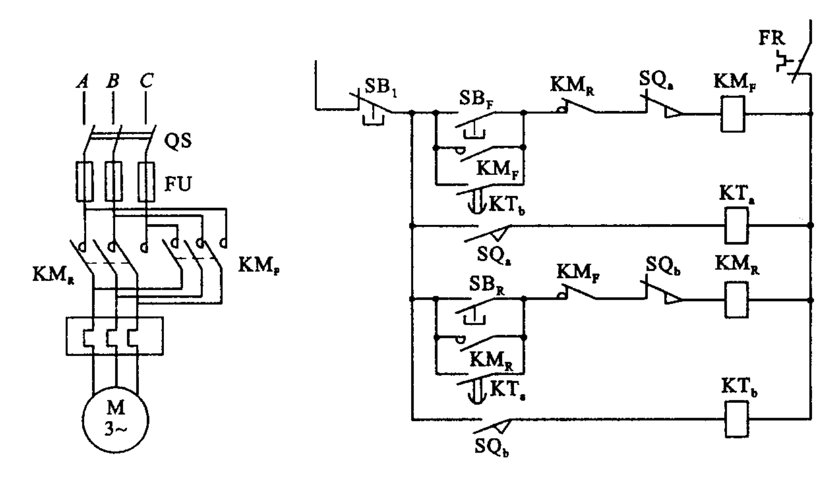


图 10.47　运料小车控制电路

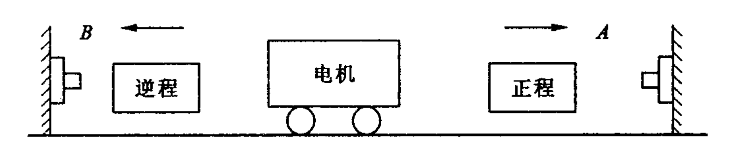


图 10.48　运料小车示意图

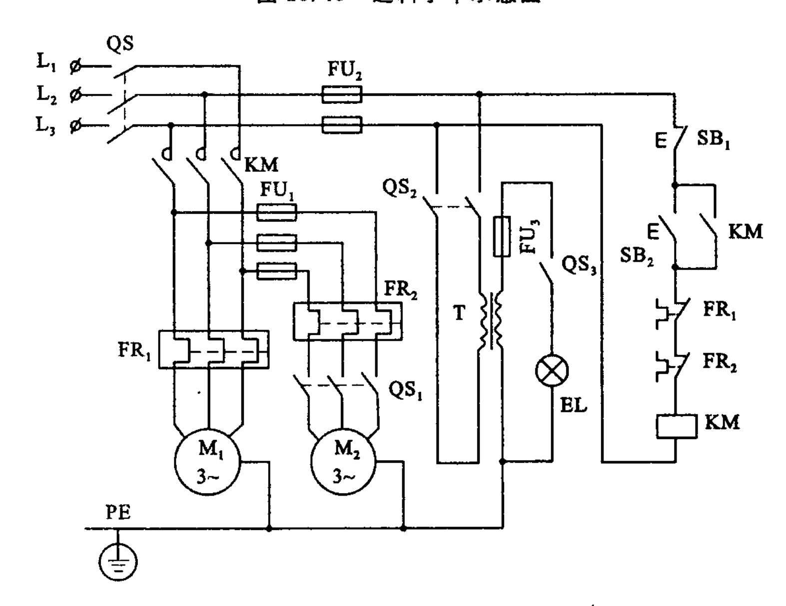


图 10.49　C620-1 型普通车床控制线路

习　题

10.1　说明三相异步电动机在何种情况下其转差率为下列数值：(1) $s=1$；(2) $0<s<1$；(3) $s=0$。

10.2　一台型号为 Y180L-4 的三相异步电动机，已知旋转磁场有 4 个磁极，额定转速为 1400 r/min，电源频率 $f=50$ Hz，求额定转差率。

10.3　有一台三相异步电动机，其额定转速 $n=975$ r/min，电源频率 $f=50$ Hz。试求电动机的磁极对数和额定负载时的转差率。

10.4　某电动机的额定功率为 15 kW，额定转速为 970 r/min，频率为 50 Hz，最大转矩为295.36 N·m。

试求电动机的过载系数。

10.5　两对磁极的三相异步电动机的额定功率为 30 kW，额定电压为 380 V，三角形接法，频率为 50 Hz。在额定负载下运行，其转差率为 0.02，效率为 90%，线电流为 57.5 A，试求：(1) 转子旋转磁场对转子的转速；(2) 额定转矩；(3) 电动机的功率因数。

10.6　有一台 Y160L-6 型三相异步电动机，其额定数据如下表所示，试求同步转速、额定转差率、额定电流、额定转矩、额定输入功率、最大转矩、起动转矩和起动电流。

额定功率	额定电压	转　速	效　率	功率因数	I_{st}/I_N	T_{st}/T_N	T_{max}/T_N
1.1 kW	380 V	970 r/min	87%	0.78	6.5	2.0	2.0

10.7　一台△形连接的三相笼型异步电动机，若在额定电压下起动，流过每相绕组的起动电流 I_{st} = 20.84 A，起动转矩 T_{st} = 26.39 N·m，试求下面两种情况下的起动电流和起动转矩。

(1) Y-△换接起动；

(2) 用电压比 $K=2$ 的自耦补偿器起动。

10.8　有一台三相异步电动机在运行时测得如下数据：当输出功率 $P_2=4$ kW 时，输入功率 $P_1=$ 4.8 kW，定子线电压 $U_1=380$ V，线电流 $I_1=8.9$ A。试求电动机的效率 η 和功率因数 $\cos\varphi$。

10.9　一台三相异步电动机，在接通三相电源时，有一相电源没有接通，试问这时电动机能否起动？如果三相异步电动机在运转时，有一相电源断开，试问此时电动机能否继续转动？

10.10　有两台三相异步电动机 M_1、M_2，要求：(1) M_1 起动后 M_2 才能起动；(2) M_2 停止后 M_1 才能停止。试画出继电接触器控制电路。该电路应具有短路、过载和欠压保护的功能。

10.11　试画出按时间顺序起动的两台三相异步电动机的控制电路，即按下起动控钮使 M_1 起动，经过一定时间后 M_2 自行起动，按下停止按钮使 M_1、M_2 同时停止。

10.12　在图 10.50 所示的正反转控制电路中有多处错误，请指出错误并说明应如何改正。

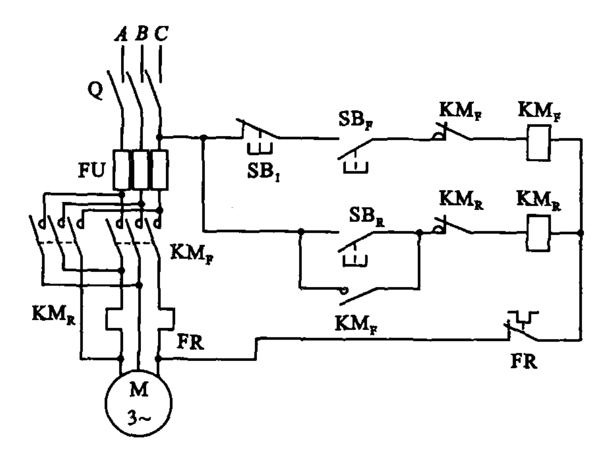


图 10.50　习题 10.12

10.13　图 10.51 所示控制电路是实现两台电动机集中起停和单独起停的控制电路，分析其工作原理。

10.14　试分析图 10.52 所示电路的工作原理(图中只画出了控制电路)。

10.15　试画出三相异步电动机三地控制(即三地均可起动、停止)的电气控制线路。

10.16　为两台异步电动机设计主电路和控制电路，其要求如下：

(1) 两台电动机互不影响地独立操作起动与停止；

(2) 能同时控制两台电动机的停止；

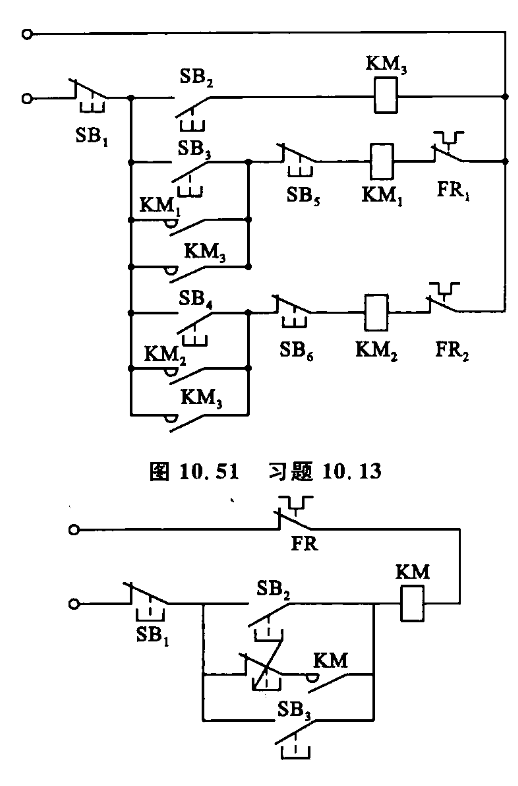


图 10.51　习题 10.13

图 10.52　习题 10.14

(3) 当其中任一台电动机发生过载时,两台电动机均停止。

10.17　试分析图 10.53 控制电路的工作过程,并说明其控制作用。

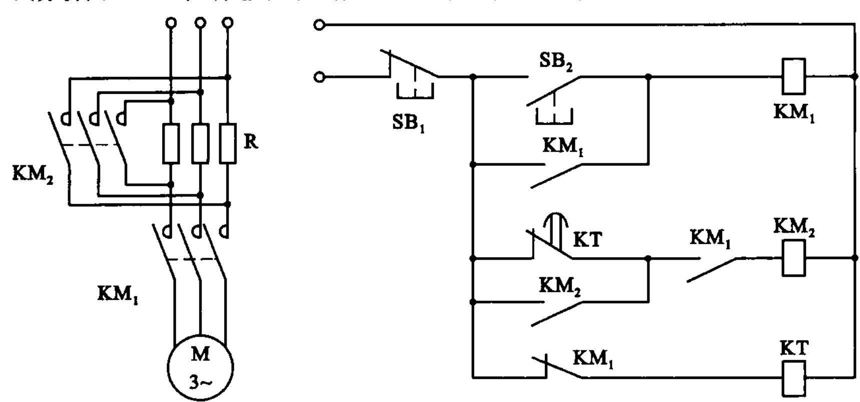


图 10.53　习题 10.17

10.18　画出下列程序表达的梯形图。

00	LD	X401	08	OUT	Y432
01	OR	M160	09	LD	T450
02	ANI	X402	10	OUT	T451
03	OUT	Y431	11	K	35
04	OUT	M160	12	OUT	Y433
05	LD	X403	13	LD	X404
06	LD	T450	14	OUT	Y434
07	K	25	15	END	

10.19　设计一个用PLC实现的三相异步电动机的正反转控制电路(画出主电路、PLC的外部接线图和梯形图,并写出程序)。

10.20　设计抢答器PLC控制系统。控制要求:(1) 抢答台 A、B、C、D 有指示灯、抢答键;(2) 裁判员台,有指示灯、复位按键;(3) 抢答时,有 2 s 声音报警。

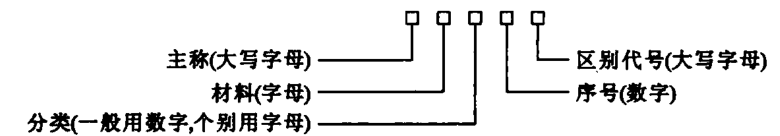
10.21　设计两台电动机顺序控制PLC系统。控制要求:两台电动机相互协调运转,M_1 运转 10 s,停止 5 s,M_2 要求与 M_1 相反,M_1 停止 M_2 运行,M_1 运行 M_2 停止,如此反复动作 3 次,M_1 和 M_2 均停止。

附　　录

附录 A　电阻器和电容器的标称值

一、电阻器

1. 电阻器型号组成的意义及代号(GB 2470—81)



2. 电阻器型号命名方法(见表 A.1)

表 A.1　电阻器型号命名方法

第一部分:主称		第二部分:材料		第三部分:特征分类			第四部分
符号	意义	符号	意义	符号	意义		
					电阻器	电位器	
R	电阻器	T	碳　膜	1	普　通	普　通	对主称、材料特征相同,仅尺寸、性能指标略有差别,但基本上不影响互换的产品给同一序号。若尺寸、性能指标的差别已明显影响互换时,则在序号后面用大写字母作为区别代号予以区别
W	电位器	H	合成膜	2	普　通	普　通	
		S	有机实芯	3	超高频	—	
		N	无机实芯	4	高　阻	—	
		J	金属膜	5	高　温	—	
		Y	氧化膜	6	—	—	
		C	沉积膜	7	精　密	精　密	
		I	玻璃釉膜	8	高　压	特种函数	
		P	硼碳膜	9	特　殊	特　殊	
		U	硅碳膜	G	高功率	—	
		X	线　绕	T	可　调	—	
		M	压　敏	W	—	微　调	
		G	光　敏	D	—	多　圈	
		R	热　敏	B	温度补偿用	—	
				C	温度测量用	—	
				P	旁热式	—	
				W	稳压式	—	
				Z	正温度系数	—	

3. 电阻的标称值(见表 A.2)

表 A.2　普通电阻器标称值系列

允许误差	阻值系列(×10^n,其中 n 为正整数或负整数)											
Ⅰ级(±5%)	1.0	1.1	1.2	1.3	1.5	1.6	1.8	2.0	2.2	2.4	2.7	3.0
	3.3	3.6	3.9	4.3	4.7	5.1	5.6	6.2	6.8	7.5	8.2	9.1
Ⅱ级(±10%)	1.0	1.2	1.5	1.8	2.2	2.7	3.3	3.9	4.7	5.6	6.8	8.2
Ⅲ级(±20%)	1.0	1.5	2.2	3.3	4.7	6.8	—	—	—	—	—	—

4. 电阻阻值标注方法

(1) 直标法　直标法就是用数码符号在电阻上直接标注。具体的参数标注规则如下:

a. 1 Ω 以下的电阻,在阻值数的后面要加上"Ω"符号,如:0.5Ω。

b. 1 kΩ 以下的电阻,可以只写数字,不写单位,如:47、330、750。

c. 1 kΩ~1 MΩ 的电阻,以千欧为单位,符号是"k",如:6.8 k、82 k、680 k。

d. 1 MΩ 以上的电阻,以兆欧为单位,符号是"M",如:1 M、10 M。

(2) 色标法　色标法就是用特定的色环标注在电阻上以表示阻值大小及误差。这种色标法通常用于 0.5W 以下的碳质电阻和金属膜电阻,其色标含义如表 A.3 所示。

表 A.3　色标含义表

颜色	棕	红	橙	黄	绿	蓝	紫	灰	白	黑	金	银	无色
数值	1	2	3	4	5	6	7	8	9	0	—	—	—
乘数	10^1	10^2	10^3	10^4	10^5	10^6	10^7	10^8	10^9	10^0	10^{-1}	10^{-2}	—
误差	±1%	±2%	—	—	±0.5%	±0.2%	±0.1%	—	—	—	±5%	±10%	±20%

色环电阻的色环通常分为 3 色环、4 色环和 5 色环三种,色环数不同,所表示的电阻参数也不同。

3 色环:表示电阻的标称阻值(两位有效数字)。

4 色环:表示电阻的标称阻值(两位有效数字)和精度误差。

5 色环:表示电阻的标称阻值(三位有效数字)和精度误差。

各种色环电阻的含义如图 A.1 所示。

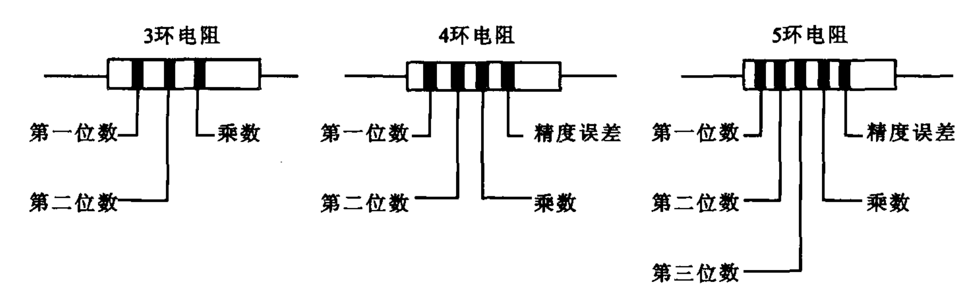
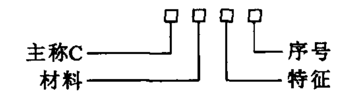


图 A.1　色环电阻的含义

二、电容器

1. 电容器型号组成部分的意义及代号(GB 2470—1995)



2. 电容器的型号和标志法(见表 A.4)

表 A.4　电容器的型号和标志法

第一部分:主称		第二部分:材料		第三部分:特征分类					第四部分:序号(数字)
符号	意义	符号	意　义	符号	意义:瓷　介	意义:云　母	意义:电　解	意义:有机介质电容器	
C	电容器	C	1 类陶瓷介质	1	圆　片	非密封	箔　式	非密封	(金属箔)对材料特征相同,仅尺寸、性能指标略有差别,但基本上不影响互换的产品给同一序号。若尺寸、性能指标的差别已明显影响互换时,则在序号后面用大写字母作为区别代号予以区别
		V	云母纸介质	2	管　形	非密封	箔　式	非密封	
		I	玻璃釉介质	3	叠　片	密　封	烧结粉、非固体	密　封	
		O	玻璃膜介质	4	多层(独石)	独　石	烧结粉、固　体	密　封	
		Z	纸介质	5	穿　心	—	—	穿　心	
		J	金属化纸介质	6	支柱式	—	交　流	交　流	
		B①	非极性有机薄膜介质	7	交　流	标　准	无极性	片　式	
		L②	高功率极性有机薄膜介质	8	高　压	高　压	—	高　压	
		Q	漆膜介质	9	—	—	特　殊	特　殊	
		S	3 类陶瓷介质	G					
		H	复合介质						
		D	铝电解						
		A	钽电解						
		N	铌电解						
		G	合金电解						
		T	2 类陶瓷介质						
		E	其他材料电解						
		Y	云母介质						

① 在 B 后加一个字母来表示除聚苯乙烯外,用其他非极性有机薄膜材料的电容。例:聚丙烯用“BB”、聚四氟乙烯用“BF”表示。

② 在 L 后加一个字母来表示除涤纶外,用其他极性有机薄膜材料的电容。例:“LS”表示聚碳酸酯。

3. 电容器标称电容量(见表 A. 5)

表 A. 5　电容器标称电容量

E24	E12	E6	E24	E12	E6
1.0	1.0	1.0	3.3	3.3	3.3
1.1			3.6		
1.2	1.2		3.9	3.9	
1.3			4.3		
1.5	1.5	1.5	4.7	4.7	4.7
1.6			5.1		
1.8	1.8		5.6	5.6	
2.0			6.2		
2.2	2.2	2.2	6.8	6.8	6.8
2.4			7.5		
2.7	2.7		8.2	8.2	
3.0			9.1		

注:用表中数值再乘以 10^n 来表示电容器标称电容量,n 为正或负整数。10 pF 以下电容量系列为 1,2,…,10 pF。电容量单位之间的换算关系是:1 F(法拉)$=10^6$ μF(微法)$=10^{12}$ pF(皮法)。

附录 B　半导体分立器件型号命名法

表 B. 1　中国半导体分立器件型号的命名法(GB 249—74)

第一部分		第二部分		第三部分				第四部分	第五部分
用数字表示器件的电极数目		用汉语拼音字母表示器件的材料和极性		用汉语拼音字母表示器件的类型				用数字表示器件序号	用汉语拼音字母表示规格号
符号	意义	符号	意义	符号	意义	符号	意义		
2	二极管	A	N 型,锗材料	P	普通管	D	低频大功率管($f_a<3$ MHz, $P\geq1$ W)		
		B	P 型,锗材料	V	微波管				
		C	N 型,硅材料	W	稳压管	A	高频大功率管($f_a\geq3$ MHz, $P_c\geq1$ W)		
		D	P 型,硅材料	C	参量管	T	半导体闸流管(可控整流器)		
3	三极管	A	PNP 型,锗材料	Z	整流管	Y	体效应器件		
		B	NPN 型,锗材料	L	整流堆	B	雪崩管		
		C	PNP 型,硅材料	S	隧道管	J	阶跃恢复管		
		D	NPN 型,硅材料	N	阻尼管	CS	场效应器件		
		E	化合物材料	U	光电器件	BT	半导体特殊器件		
				K	开关管	FH	复合管		
				X	低频小功率管($f_a<3$ MHz, $P_c<1$ W)	PIN	PIN 管		
				G	高频小功率管($f_a\geq3$ MHz, $P_c<1$ W)	JG	激光器件		

表 B.2 国际电子联合会半导体分立器件型号的命名法

<table>
<tr><th colspan="2">第一部分</th><th colspan="4">第二部分</th><th colspan="2">第三部分</th><th colspan="2">第四部分</th></tr>
<tr><td colspan="2">用字母表示使用的材料</td><td colspan="4">用字母表示类型及其主要特性</td><td colspan="2">用数字或字母加数字表示登记号</td><td colspan="2">用字母对同型号者分档</td></tr>
<tr><td>符号</td><td>意义</td><td>符号</td><td>意义</td><td>符号</td><td>意义</td><td>符号</td><td>意义</td><td>符号</td><td>意义</td></tr>
<tr><td rowspan="2">A</td><td rowspan="2">锗材料</td><td>A</td><td>检波、开关和混频二极管</td><td>M</td><td>封闭磁路中的霍尔元件</td><td rowspan="5">三位数字</td><td rowspan="5">通用半导体器件的登记序号(同一类型器件使用同一登记号)</td><td rowspan="10">A
B
C
D
⋮</td><td rowspan="10">同一型号器件按某一参数进行分档的标志</td></tr>
<tr><td>B</td><td>变容二极管</td><td>P</td><td>光敏器件</td></tr>
<tr><td rowspan="2">B</td><td rowspan="2">硅材料</td><td>C</td><td>低频小功率三极管</td><td>Q</td><td>发光器件</td></tr>
<tr><td>D</td><td>低频大功率三极管</td><td>R</td><td>小功率晶闸管</td></tr>
<tr><td rowspan="2">C</td><td rowspan="2">砷化镓</td><td>E</td><td>隧道二极管</td><td>S</td><td>小功率开关管</td></tr>
<tr><td>F</td><td>高频小功率三极管</td><td>T</td><td>大功率晶闸管</td><td rowspan="5">一个字母加二位数字</td><td rowspan="5">专用半导体器件的登记号(同一类型器件使用同一登记号)</td></tr>
<tr><td rowspan="2">D</td><td rowspan="2">锑化铟</td><td>G</td><td>复合器件及其他器件</td><td>U</td><td>大功率开关管</td></tr>
<tr><td>H</td><td>磁敏二极管</td><td>X</td><td>倍增二极管</td></tr>
<tr><td rowspan="2">R</td><td rowspan="2">复合材料</td><td>K</td><td>开放磁路中的霍尔元件</td><td>Y</td><td>整流二极管</td></tr>
<tr><td>L</td><td>高频大功率三极管</td><td>Z</td><td>稳压二极管即齐纳二极管</td></tr>
</table>

附录C　部分半导体分立器件型号和参数

表C.1　1N、2CZ系列常用整流二极管的主要参数

型　号	反向工作峰值电压	额定正向整流电流	正向不重复浪涌峰值电流	正向压降	反向电流	工作频率	外　形
	U_{RM}(V)	I_F(A)	I_{FSM}(A)	U_F(V)	I_B(μA)	f(kHz)	
1N4000	25	1	30	≤1	＜5	3	DO-41
1N4001	50						
1N4002	100						
1N4003	200						
1N4004	400						
1N4005	600						
1N4006	800						
1N4007	1000						
1N5100	50	1.5	75	≤1	＜5	3	DO-15
1N5101	100						
1N5102	200						
1N5103	300						
1N5104	400						
1N5105	500						
1N5106	600						
1N5107	800						
1N5108	1000						
1N5200	50	2	100	≤1	＜10	3	
1N5201	100						
1N5202	200						
1N5203	300						
1N5204	400						
1N5205	500						
1N5206	600						
1N5207	800						
1N5208	1000						
1N5400	50	3	150	≤0.8	＜10	3	DO-27
1N5401	100						
1N5402	200						
1N5403	300						
1N5404	400						
1N5405	500						
1N5406	600						
1N5407	800						
1N5408	1000						
2CZ53A	25	0.3	6	≤1	5	3	ED-2
2CZ53B	50						
2CZ53C	100						
2CZ53D	200						
2CZ53E	300						
2CZ53F	400						
2CZ53G	500						
2CZ53H	600						
2CZ53J	700						
2CZ53K	800						
2CZ53L	900						
2CZ53M	1000						

表 C.2　1N 系列、2CW、2DW 型稳压二极管的主要参数

型　号	稳定电压	动态电阻	温度系数	工作电流[①]	最大电流	额定功耗	外　形
	U_Z(V)	R_Z(Ω)	C_{TV}(10^{-4}/℃)	I_Z(mA)	I_{ZM}(mA)	P_Z(W)	
1N748	3.8～4.0	100					
1N752	5.2～5.7	35					
1N753	5.88～6.12	8					
1N754	6.3～7.3	15		20			
1N754	6.66～7.01	15					
1N755	7.07～7.25	6					
1N757	8.9～9.3	20				0.5	DO-35E
1N962	9.5～11.9	25					
1N962	10.9～11.4	12					
1N963	11.9～12.4	35		10			
1N964	13.5～14.0	35					
1N964	12.4～14.1	10					
1N969	20.8～23.3	35		5.5			
2CW50	1.0～2.8	50	≥－9		83		
2CW51	2.5～3.5	60	≥－9		71		
2CW52	3.2～4.5	70	≥－8		55		
2CW53	4.0～5.8	50	－6～4	10	41		
2CW54	5.5～6.5	30	－3～5		38		
2CW55	6.2～7.5	15	≤6		33		
2CW56	7.0～8.8	15	≤7		27		
2CW57	8.5～9.5	20	≤8		26		
2CW58	9.2～10.5	25	≤8	5	23		
2CW59	10～11.8	30	≤9		20		
2CW60	11.5～12.5	40	≤9		19		
2CW61	12.4～14	50	≤9.5		16	0.25	ED-1 EA DO-41
2CW62	13.5～17	60	≤9.5		14		
2CW63	16～19	70	≤9.5		13		
2CW64	18～21	75	≤10		11		
2CW65	20～24	80	≤10		10		
2CW66	23～26	85	≤10	3	9		
2CW67	25～28	90	≤10		9		
2CW68	27～30	95	≤10		8		
2CW69	29～33	95	≤10		7		
2CW70	32～36	100	≤10		7		
2CW71	35～40	100	≤10		6		

表 C.3　通用 9011～9018、8050、8550 三极管的主要参数

<table>
<tr><th rowspan="2">型　号</th><th colspan="3">极限参数</th><th colspan="3">直流参数</th><th colspan="2">交流参数</th><th rowspan="2">类型</th></tr>
<tr><th>P_{CM}(mW)</th><th>I_{CM}(mA)</th><th>$U_{(BR)CEO}$(V)</th><th>I_{CEO}(mA)</th><th>$U_{CE(sat)}$(V)</th><th>h_{fE}</th><th>f_T(MHz)</th><th>C_{ob}(pF)</th></tr>
<tr><td rowspan="6">9011
E
F
G
H
I</td><td rowspan="6">300</td><td rowspan="6">100</td><td rowspan="6">18</td><td rowspan="6">0.05</td><td rowspan="6">0.3</td><td>28</td><td rowspan="6">150</td><td rowspan="6">3.5</td><td rowspan="6">NPN</td></tr>
<tr><td>39</td></tr>
<tr><td>54</td></tr>
<tr><td>72</td></tr>
<tr><td>97</td></tr>
<tr><td>132</td></tr>
<tr><td rowspan="5">9012
E
F
G
H</td><td rowspan="5">600</td><td rowspan="5">500</td><td rowspan="5">25</td><td rowspan="5">0.5</td><td rowspan="5">0.6</td><td>64</td><td rowspan="5">150</td><td rowspan="5"></td><td rowspan="5">PNP</td></tr>
<tr><td>78</td></tr>
<tr><td>96</td></tr>
<tr><td>118</td></tr>
<tr><td>144</td></tr>
<tr><td rowspan="5">9013
E
F
G
H</td><td rowspan="5">400</td><td rowspan="5">500</td><td rowspan="5">25</td><td rowspan="5">0.5</td><td rowspan="5">0.6</td><td>64</td><td rowspan="5">150</td><td rowspan="5"></td><td rowspan="5">NPN</td></tr>
<tr><td>78</td></tr>
<tr><td>96</td></tr>
<tr><td>118</td></tr>
<tr><td>144</td></tr>
<tr><td rowspan="5">9014
A
B
C
D</td><td rowspan="5">300</td><td rowspan="5">100</td><td rowspan="5">18</td><td rowspan="5">0.05</td><td rowspan="5">0.3</td><td>60</td><td rowspan="5">150</td><td rowspan="5"></td><td rowspan="5">NPN</td></tr>
<tr><td>60</td></tr>
<tr><td>100</td></tr>
<tr><td>200</td></tr>
<tr><td>400</td></tr>
<tr><td rowspan="5">9015
A
B
C
D</td><td rowspan="5">310
600</td><td rowspan="5">100</td><td rowspan="5">18</td><td rowspan="5">0.05</td><td>0.5</td><td>60</td><td>50</td><td>6</td><td rowspan="5">PNP</td></tr>
<tr><td rowspan="4"></td><td>60</td><td rowspan="4">100</td><td rowspan="4"></td></tr>
<tr><td>100</td></tr>
<tr><td>200</td></tr>
<tr><td>400</td></tr>
<tr><td>9016</td><td rowspan="3">310</td><td>25</td><td>20</td><td rowspan="3">0.05</td><td>0.3</td><td>28～97</td><td>500</td><td rowspan="3">2</td><td rowspan="3">NPN</td></tr>
<tr><td>9017</td><td>100</td><td>12</td><td>0.5</td><td>28～72</td><td>600</td></tr>
<tr><td>9018</td><td>100</td><td>12</td><td>0.5</td><td>28～72</td><td>700</td></tr>
<tr><td>8050</td><td rowspan="2">1000</td><td rowspan="2">1500</td><td rowspan="2">25</td><td rowspan="2"></td><td rowspan="2"></td><td rowspan="2">85～300</td><td rowspan="2">100</td><td rowspan="2"></td><td>NPN</td></tr>
<tr><td>8550</td><td>PNP</td></tr>
</table>

注：一般在塑封管 TO-92 上标有 E、B、C 或 D、S、G。

表 C.4　常用 3DG、3CG 高频小功率三极管的主要参数

型　号	极限参数			直流参数		交流参数		类型	外形
	P_{CM}(mW)	I_{CM}(mA)	$U_{(BR)CEO}$(V)	I_{CEO}(μA)	h_{FE}[①]	f_T(MHz)	G_{ob}(pF)		
3DG100 A	100	20	20	≤0.01	≥30	≥150	≤4	NPN	TO-92 A3-01C B-1
B			30						
C			20			≥300			
D			30						
3DG120 A	500	100	30	≤0.01	≥30*	≥150	≤6	NPN	TO-92 A3-02B B-4
B			45						
C			30			≥300			
D			45						
3DG130 A	700	300	30	≤1	≥25**	≥150	≤10	NPN	TO-92 A3-02B B-4
B			45						
C			30			≥300			
D			45						
测试条件			I_C =0.1 mA	U_{CE} =10 V	U_{CE}=10 V I_C=3 mA * I_C=30 mA ** I_C=50 mA				
3CG100 A	100	30	15	≤0.1	≥25	≥100	≤4.5	PNP	TO-92 A3-01C B-1
B			25						
C			40						
3CG120 A	500	100	15	≤0.2	≥25	≥200		PNP	TO-92 A3-02B B-4
B			30						
C			45						
3CG130 A	700	300	15	≤1	≥25	≥80		PNP	TO-92 A3-02B B-4
B			30						
C			45						

① h_{FE}分档：橙 25～40　黄 40～55　绿 55～80　蓝 80～120　紫 120～180　灰 180～270

表 C.5　常用 3DK 开关小功率三极管的主要参数

型号	极限参数			直流参数		开通时间	下降时间	交流参数		类型	外形
	P_{CM}(mW)	I_{CM}(mA)	$V_{(BR)CEO}$(V)	I_{CEO}(μA)	h_{FE}	t_{on}(ns)	t_{off}(ns)	f_T(MHz)	C_{ob}(pF)		
3DK2A	200	30	≥20	≤0.1	≥30	≤30	≤60	≥150	≤4	NPN	TO-91 B-1
3DK2B						≤20	≤40	≥200			
3DK2C			≥15			≤15	≤30	≥150			

附录D　半导体集成电路型号命名法

（国家标准 GB 3430—89）

第〇部分		第一部分		第二部分	第三部分		第四部分	
用字母表示器件符合国家标准		用字母表示器件的类型		用数字表示器件的系列和品种代号	用字母表示器件的工作温度		用字母表示器件的封装	
符号	意义	符号	意义		符号	意义	符号	意义
C	符合国家标准	T	TTL		C	0～70 ℃	F	多层陶瓷扁平
		H	HTL		G	－25～70 ℃	B	塑料扁平
		H	HTL		L	－25～85 ℃	H	黑瓷扁平
		C	CMOS		E	－40～85 ℃	D	多层陶瓷双列直插
		M	存储器		R	－55～85 ℃	J	黑瓷双列直插
		μ	微型机电路		M	－55～125 ℃	P	塑料双列直插
		F	线性放大器				S	塑料单列直插
		W	稳压器				K	金属菱形
		B	非线性电路				T	金属圆形
		J	接口电路				C	陶瓷片状载体
		AD	A/D 转换器				E	塑料片状载体
		DA	D/A 转换器				G	网格阵列
		D	音响电视电路					
		SC	通信专用电路					
		SS	敏感电路					
		SW	钟表电路					

示例　C　F　741　C　T

- T —— 金属圆形封装(第四部分)
- C —— 工作温度为0~70 ℃(第三部分)
- 741 —— 通用型运算放大器(第二部分)
- F —— 线性放大器(第一部分)
- C —— 符合国家标准(第〇部分)

附录 E　部分半导体集成电路型号、参数和图形符号

表 E.1　TTL 门电路、触发器和计数器的部分品种型号

类　型	型　　号	名　　称
反相器	74LS04(CT4004) 74LS05(CT4005) 74LS14(CT4014)	六反相器 六反相器(OC)[①] 六施密特反相器
与非门	74LS00(CT4000) 74LS20(CT4020) 74LS26(CT4026)	四 2 输入与非门 双 4 输入与非门 四 2 输入与非门(OC)
与　门	74LS11(CT4011) 74LS15(CT4015)	三 3 输入与门 三 3 输入与门(OC)
或非门	74LS27(CT4027)	三 3 输入或非门
异或门	74LS86(CT4086)	四 2 输入异或门
三态驱动器	74LS240(CT4240) 74LS244(CT4244)	八反相三态输出缓冲器 八同相三态输出缓冲器
触发器	74LS74(CT4074) 74LS112(CT4112)	双 D 上升沿触发器 双 JK 下降沿触发器
单　稳	74LS221(CT4221)	双单稳态触发器
计数器	74LS290(CT4290) 74LS293(CT4293) 74LS190(CT4190)	二-五-十进制计数器 4 位二进制计数器 可预置的 BCD 同步加/减计数器

① "OC"表示这种器件的输出级为集电极开路形式，余同。

表 E.2　TTL、CMOS 电路的输入、输出参数

参数名称 \ 类型	TTL		CMOS	高速 CMOS
	74H 系列	74LS 系列	CC4000 系列	54/74HC 系列
输出高电平 $U_{OH(min)}$(V)	2.4	2.7	4.95	4.95
输出低电平 $U_{OL(max)}$(V)	0.4	0.5	0.05	0.05
输出高电平电流 $I_{OH(max)}$(mA)	0.4	0.4	0.51	4
输出低电平电流 $I_{OL(max)}$(mA)	−1.6	−8	−0.51	−4
输入高电平 $U_{IH(min)}$(V)	2	2	3.5	3.5
输入低电平 $U_{IL(max)}$(V)	0.8	0.8	1.5	1
输入高电平电流 $I_{IH(max)}$(μA)	40	20	0.1	1
输入低电平电流 $I_{IL(max)}$(mA)	−1.6	−0.4	-0.1×10^{-3}	-1×10^{-3}

注：① 表中未注明测试条件。

② I_{OL}的"−"号表示电流从器件的输出端流入；I_{IL}的"−"号表示电流从器件的输入端流出。

表 E.3　常用集成运算放大器的主要参数

类别		通用型					低漂移型	高速型	高阻型	高压型	低功耗	单电源	四重运放
		Ⅰ代	Ⅱ代			Ⅲ代							
		低增益	中增益			高增益							
国内外型号		F001 5G922 LM702 μA702 MC1430 CA3008	F003 LM709 μA709 MC1709	F004 5G23 BE809	5G305 8FC3	F007 5G24 LM741 μ741 MC1741 CA741	F031 LM308 μA725 OP-07	F055 8FC6 5G27 LM318 μA715 MC1439	F072 5G28 LM351 CA3140	F1536 LM343 MC1436	LM312 μPC253 OP-20 CA6078	LM358 MC3458	F124 5G6324 LM324 μA324 CA3401
输入失调电压	U_{IO}(mV)	1~10	2~10	2~10	5~15	2~10	1~5	<12	10	5	2	2	±2~±7
输入失调电流	I_{IO}(nA)	500~5000	100~500	100~500	50~300	50~100	≤20	<2000	0.04	50	≤30	5	±3~±50
输入偏置电流	I_{IB}(nA)	2500~10^4	700~2000	200~1000	150~750	300~1000	<500	<5000	0.01		200	45	45~250
输入失调电压温漂	$\Delta U_{IO}/\Delta T$(μA/℃)	10~30	10	10	5	10~30	<5		5		<10		
输入失调电流温漂	$\Delta I_{IO}/\Delta T$(nA/℃)	5~30	3	3	5	1	<0.2				1		
开环差模增益	$20\lg A_{UD}$(dB)	66~68	80~86	86~90	112	100~106	>100	>10	100	>100	100	100	100
共模抑制比	K_{CMR}(dB)	70~80	65~80	76~86	90	80~86	>90	>70	80	100	≥80	85	65~80
最大共模输入电压	U_{ICM}(V)	+0.7~−3.5	±10	±6	+7~−13	±12	±13	±10	±10	±32	±12		V_{CC}-1.5
最大差模输入电压	U_{IDM}(V)	±6	±5		±14	±30	±7	±10	±30		±30	32	32
差模输入电阻	R_{id}(MΩ)	0.008~0.02	0.05~0.25	0.05~0.2	0.1~2	>0.5	1		>10^6		1		
最大输出电压	V_{OPP}(V)	±4~±4.5	±9~±14	±1	±10~±13	±8~±12	±12	>20	±14	±32	±12	V_{CC}-1.5	V_{CC}-1.5
最大输出电流	I_{OM}(mA)	±5	±5	±10	±5	±5	±2						>20
−3dB 带宽	f_H(Hz)	300×10^3		3000		7	100				7		
单位增益带宽	f_C(MHz)					1		20	3				
静态功耗	P_C(mW)	150	150	200	120	120	≤120	<240	126		3		>20
开环输出电阻	R_o(Ω)	200~500	200	<4000		≤200	<100			≤250			
转换速率	S_R(V/μs)					0.5	2	>30	20	2.5	2		
最大电源电压	V_{CC}、V_{EE}(V)	+12,−6	±15	±15	±15	±15				>±34	±15	±32 或 ±16	±16 或 ±32

表 E.4 部分三端稳压器的主要参数

参数名称 \ 类型	CW7805	CW7815	CW78L05	CW78L15	CW7915	CW79L15
输出电压 U_o(V)	4.8～5.2	14.4～15.6	4.8～5.2	14.4～15.6	−14.4～−15.6	
最大输入电压 U_{imax}(V)	35	35	30	35	−35	−35
最大输出电流 I_{omax}(A)	1.5	1.5	0.1	0.1	1.5	0.1
输出电压变化量 ΔU_o(mV)（典型值，U_i 变化引起）	3	11	55	130	11	200（最大值）
	U_i＝7～25 V	U_i＝17.5～30 V	U_i＝7～20 V	U_i＝17.5～30 V	U_i＝−17.5～−30 V	
输出电压变化量 ΔU_o(mV)（典型值，I_o 变化引起）	15	12	11	25	12	25
	I_o＝5 mA～1.5 A		I_o＝1～100 mA		I_o＝5 mA～1.5 A	I_o＝1～100 mA
输出电压变化量 ΔU_o(mV/℃)（典型值，温度变化引起）	±0.6	±1.8	−0.65	−1.3	1.0	−0.9
	I_o＝5 mA，0～125 ℃					

表 E.5 部分集成电路的图形符号

名称	新符号	旧符号	国外常用符号
集成运算放大器	− ▷ A_0 + +	− +	− +
与门	&		
或门	≥1	+	
非门	1		
与非门	&		
或非门	≥1	+	
异或门	=1	⊕	

附录 F 部分 Y 系列三相异步电动机的参数

参数名称 型号	额定功率 P_N(kW)	额定转速 n_N(r/min)	额定电流 I_N(A)	额定效率 η_N(%)	额定功率因数 $\cos\varphi_N$	起动电流倍数 I_{st}/I_N	起动转矩倍数 T_{st}/T_N	最大转矩倍数 T_m/T_N
Y801-2	0.75	2830	1.9	75	0.84	7	2.2	2.2
Y100L-2	3	2880	6.4	82	0.87	7	2.2	2.2
Y132S2-2	7.5	2900	15	86.2	0.88	7	2	2.2
Y160M2-2	15	2930	29.4	88.2	0.88	7	2	2.2
Y200L1-2	30	2955	56.9	90	0.89	7	2	2.2
Y250M-2	55	2970	102.7	91.5	0.89	7	2	2.2
Y280S-2	75	2980	167	92	0.89	7	2	2.2
Y801-4	0.55	1390	1.5	73	0.76	6.5	2.2	2.2
Y90S-4	1.1	1400	2.7	78	0.78	6.5	2.2	2.2
Y132S-4	5.5	1440	11.6	85.5	0.84	7	2.2	2.2
Y180L-4	22	1470	42.5	91.5	0.86	7	2	2.2
Y225M-4	45	1480	84.2	92.3	0.88	7	1.9	2.2
Y280M-4	90	1485	164.3	93.6	0.89	7	1.9	2.2
Y90S-6	0.75	925	2.3	72.5	0.70	6	2	2
Y100L-6	1.5	925	4	77.5	0.74	6	2	2
Y160L-6	11	970	24.6	87	0.78	6.5	2	2
Y225M-6	30	980	59.5	90.2	0.85	6.5	1.7	2
Y280M-6	55	985	104.9	92	0.87	6.5	1.8	2
Y132S-8	2.2	710	5.8	81	0.71	5.5	2	2
Y160M2-8	5.5	720	13.3	85	0.74	6	2	2
Y200L-8	15	730	34.1	88	0.76	6	1.8	2
Y225S-8	18.5	735	41.3	89.5	0.76	6	1.7	2
Y280M-8	45	740	93.2	91.7	0.80	6	1.8	2

注：额定电压为 380 V，50 Hz，功率在 3 kW 及以下为星形连接，4 kW 及以上为三角形连接。

附录 G　仿真软件 EWB 的使用介绍

附 G.1　EWB 简介

EWB 软件是加拿大 Interactive Image Technologies(图像交互技术，简称 IIT)公司在 1998 年推出的，EWB 是 Electronics Workbench 的简称。EWB 是专用于电子电路仿真的“虚拟电子工作平台”软件工具(现已升级并改称为 Multisim)。该软件可以对各种模拟电路、数字逻辑电路及模/数混合电路进行仿真。EWB 软件对电路的输入采用原理图输入方式，易学易懂；软件提供的虚拟仪器与实际仪器的外形及其操作基本一致；软件提供的元器件有上千种，内容丰富，器件齐全。

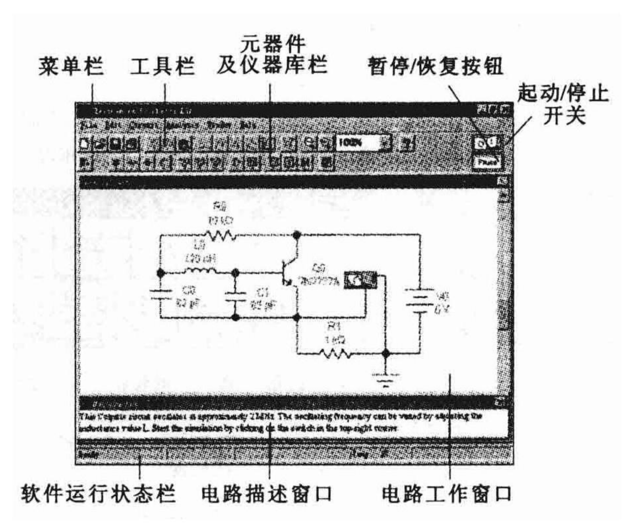
与其他的电路仿真软件相比，EWB 具有界面直观、操作方便等优点。使用 EWB 进行仿真实验，可以帮助读者熟悉常用的电子仪器的测量方法，进一步培养读者的综合分析能力、排除故障能力和开发、创新能力。下面对 EWB 5.12 的使用与操作进行介绍。

Multisim 2001 软件包是加拿大 IIT 公司在 1998 年推出 EWB 5.0 的基础上推出的一款更高版本的电路设计与仿真软件(相当于 EWB 6.0)。

附 G.2　EWB 的基本界面、菜单及常用元器件和仪器库

1. EWB 基本界面

双击 EWB 图标起动 EWB，将出现如附图 G.1 所示的主窗口，其主要组成部分及各个部分作用如下：



附图 G.1　EWB 界面的主窗口

(1) 主窗口

EWB 界面的主窗口包括菜单栏、工具栏、元器件栏、电路工作区、电路描述区、状态区等。

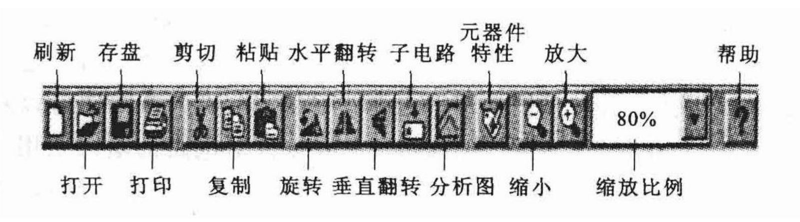
(2) 菜单栏

菜单栏位于 EWB 窗口的第二行，它提供电路文件的存取、SPICE 文件的转入和转出、电路图的编辑、电路的模拟与分析、在线帮助等功能。其主要操作包括：File(文件)、Edit(编

辑)、Circuit(电路)、Analysis(分析)、Windows(窗口)和 Help(帮助)6 个主菜单选项。每个主菜单选项都可用鼠标单击打开下拉菜单,显示该选项下的各种操作命令。

(3) 工具栏

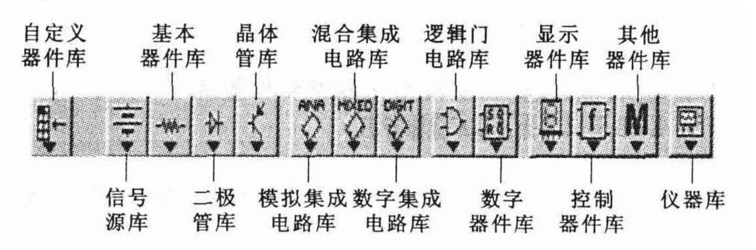
工具栏位于 EWB 窗口的第三行,如附图 G.2 所示。工具栏包括了常用的操作命令按钮,通过鼠标可方便地使用各种操作命令。



附图 G.2　EWB 的工具栏

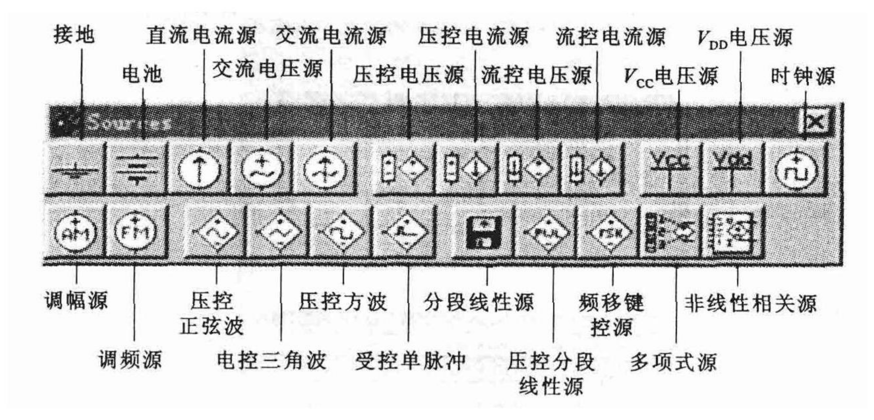
(4) 元器件及仪器库栏

元器件及仪器库栏位于 EWB 窗口的第四行,如附图 G.3 所示。用鼠标单击某元器件库或仪器库图标,即可打开该元器件库或仪器库。库中所包含的元器件或仪器图标窗口分别如附图 G.4 至附图 G.16 所示。



附图 G.3　EWB 的元器件及仪器库栏

a. 信号源库。信号源库图标如附图 G.4 所示。



附图 G.4　EWB 的信号源库图标

b. 基本器件库。基本器件库图标如附图 G.5 所示。

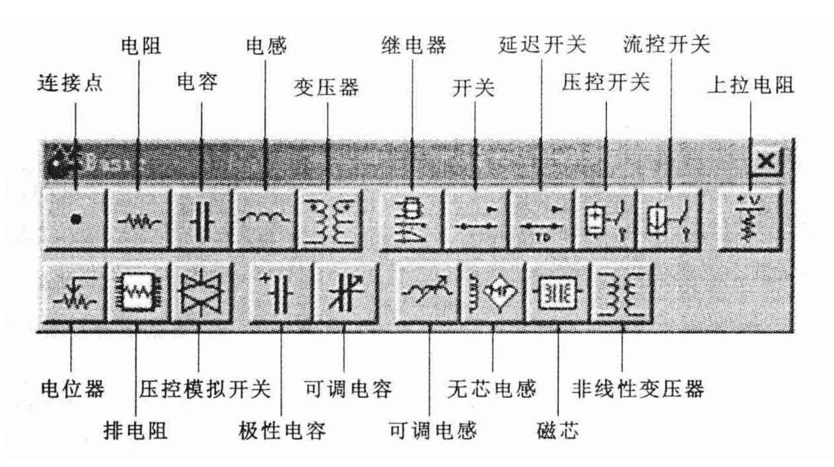
c. 二极管库。二极管库图标如附图 G.6 所示。

d. 晶体管库。晶体管库图标如附图 G.7 所示。

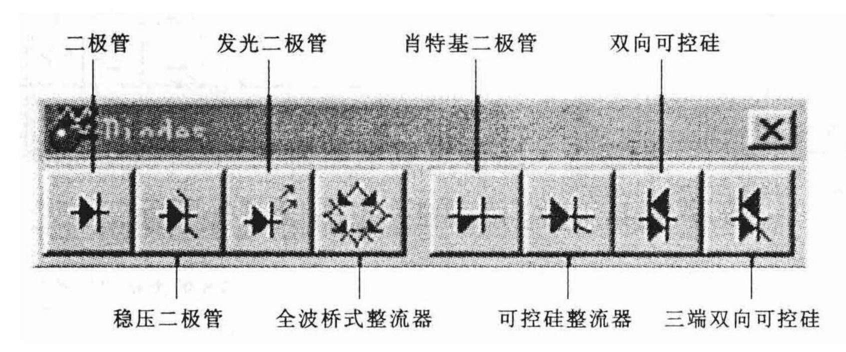
e. 模拟集成电路库。模拟集成电路库图标如附图 G.8 所示。

f. 混合集成电路库。混合集成电路库图标如附图 G.9 所示。

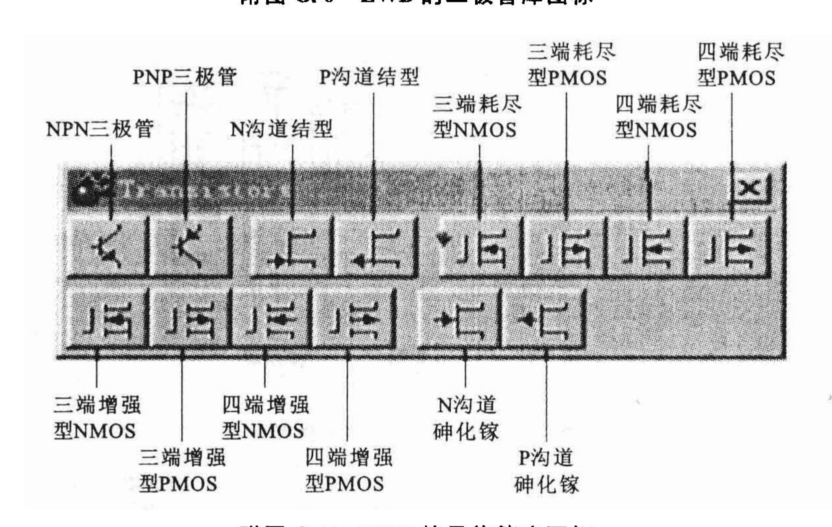
g. 数字集成电路库。数字集成电路库图标如附图 G.10 所示。



附图 G.5 EWB 的基本器件库图标



附图 G.6 EWB 的二极管库图标



附图 G.7 EWB 的晶体管库图标

h. 逻辑门电路库。逻辑门电路库图标如附图 G.11 所示。

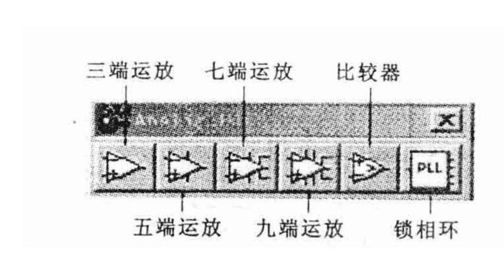
i. 数字器件库。数字器件库图标如附图 G.12 所示。

j. 显示器件库。显示器件库图标如附图 G.13 所示。

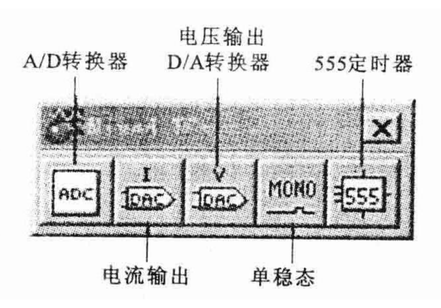
k. 控制器件库。控制器件库图标如附图 G.14 所示。

l. 其他器件库。其他器件库图标如附图 G.15 所示。

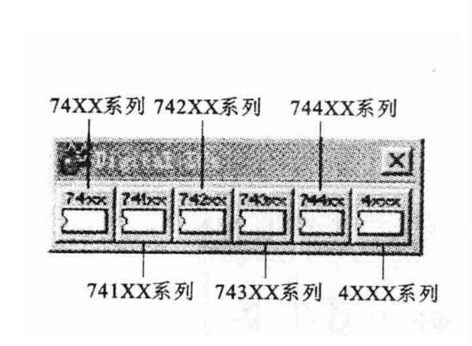
m. 仪器库。仪器库图标如附图 G.16 所示。



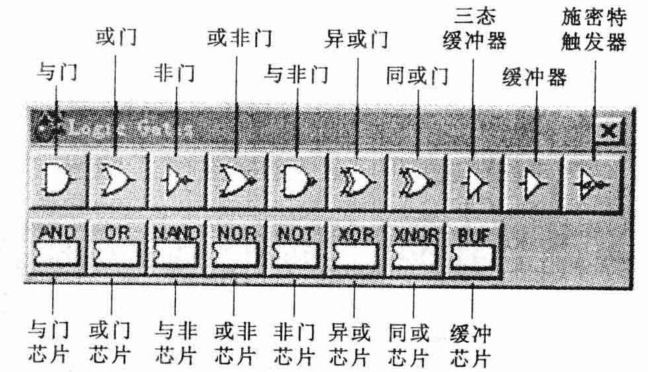
附图 G.8　EWB的模拟集成电路库图标



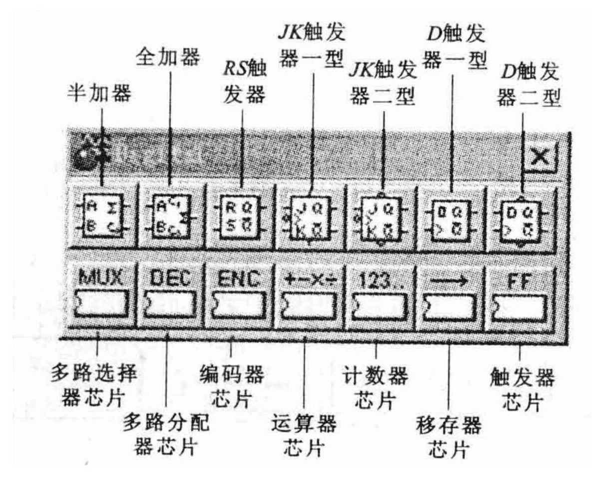
附图 G.9　EWB的混合集成电路库图标



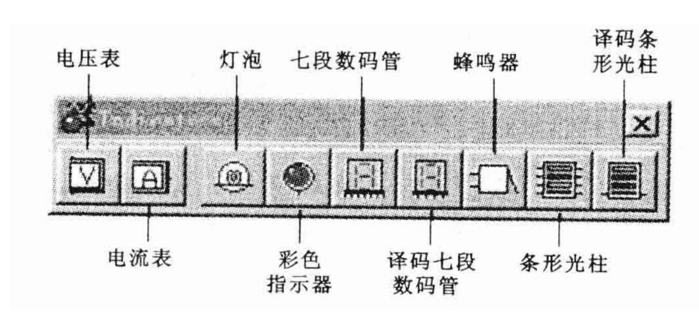
附图 G.10　EWB的数字集成电路库图标



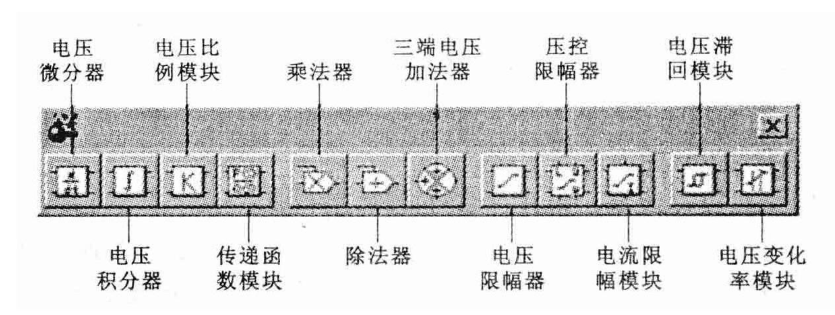
附图 G.11　EWB的逻辑门电路库图标



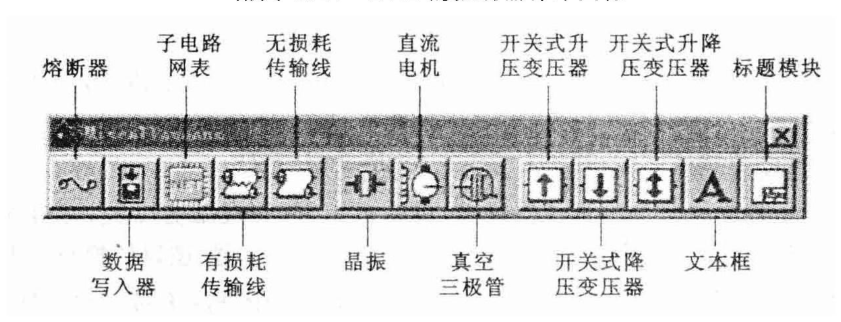
附图 G.12　EWB的数字器件库图标



附图 G.13　EWB的显示器件库图标



附图 G.14 EWB 的控制器件库图标



附图 G.15 EWB 的其他器件库图标

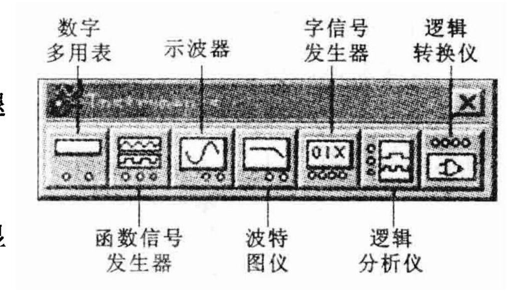
2. EWB 菜单操作

(1) 文件(File)

主要包括新建、打开、保存、导入、导出、打印、退出等文件操作。

(2) 编辑(Edit)

主要包括剪切、复制、粘贴、删除、全部选择、显示粘贴板等编辑操作。



附图 G.16 EWB 的仪器库图标

(3) 电路(Circuit)

主要包括旋转、翻转、属性、子程序建立、缩放、设置等建立电路基本操作。

(4) 分析(Analysis)

主要包括打开、暂停、停止、静态分析点分析、交流频率分析、暂态分析、噪声分析、失真分析、傅立叶分析、蒙特卡罗分析、最坏情况分析等电路分析操作。

(5) 窗口(Windows)

主要包括窗口排列、电路窗口、描述窗口等窗口显示操作。

(6) 帮助(Help)

主要提供 EWB 的帮助信息和在线帮助功能。

附 G.3 EWB 的基本操作方法

要对一个电路进行模拟仿真实验必须经过逐一选择放置元器件、连接电路、选择放置仪器仪表、将仪器仪表连接至电路中、设置元器件参数、选择和调整仪器仪表的挡位或量程等步骤之后，最后合上“电源开关”。

1. 创建电路

(1) 元器件的操作

从元器件库窗口中选取电路所需要的元器件，拖放至电路工作区的目标位置上。使用工具栏或菜单栏有关操作，可对元器件进行移动、复制、删除及元器件的标签、编号、数值、模型参数的设置等各种操作。

（2）导线连接操作

导线的连接、删除与改接。将鼠标指针移到需连接导线的元器件的端点或引脚处，EWB便会自动出现一个放大的接线点，释放鼠标按键，EWB便会自动连线；用鼠标抓住连接导线的一个连接点拖到电路工作区的空白处释放鼠标键，该连接线便自动删除；也可以将鼠标抓住的连接导线的端点移动到另一个元器件的接线端处释放鼠标按键，便可实现连线的改接。

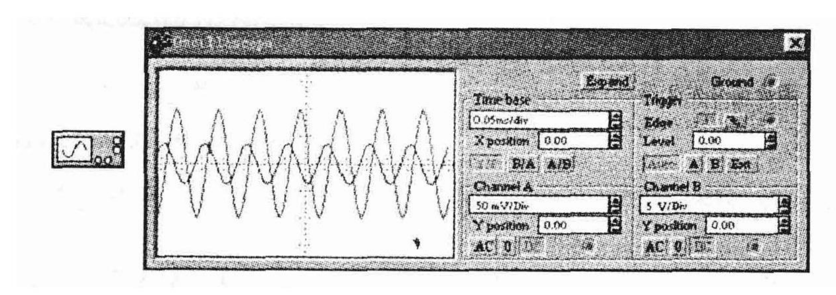
导线的颜色设置。双击某连接导线，弹出 Wire Properties（导线特性）对话框，选择一种合适的颜色，用鼠标点击后，该导线即以选中的颜色显示。

2. 虚拟仪器仪表及使用操作

EWB提供了种类齐全的测试仪器仪表，包括多用表、交直流电压表、交直流电流表、函数信号发生器、示波器、波特图仪、逻辑分析仪、数字信号发生器、逻辑转换仪。其中，交直流电压表和交直流电流表可以像一般元器件一样不受数量的限制，在同一个工作台面上可以同时使用多台；其他仪器在同一个工作台面上只能使用一台。

（1）仪器仪表的基本操作

在实验电路中，要将仪器仪表与电路的相应位置相连。在连接电路时，仪器仪表以图标方式接入。需要观察测试数据与波形或者需要设置仪器参数时，可双击仪器图标打开仪器面板。如附图 G.17 为示波器图标和面板图。



附图 G.17　EWB 的示波器图标和面板图

仪器仪表的一般操作方法如下：

a. 仪器的选用与连接：

① 从仪器库中将选用的仪器图标拖放到电路工作区；

② 把仪器图标上的连接端（接线柱）与相应电路的连接点相连。

b. 仪器参数的设置及测试数据或观察波形：

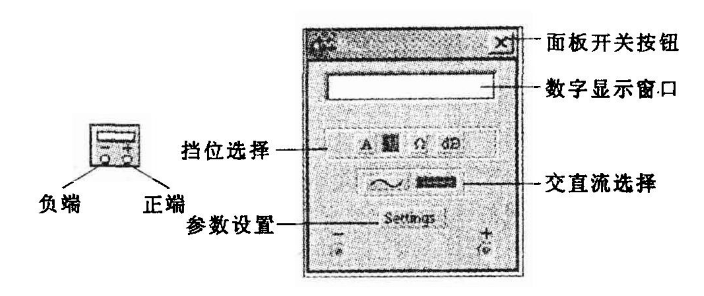
① 双击仪器图标打开仪器面板，根据使用要求，用鼠标操作仪器面板上相应按钮并在参数设置对话窗口中进行参数设置；

② 在测量或观察过程中，要根据测量或观察结果来改变仪器仪表参数的设置。

（2）虚拟仪器仪表的使用

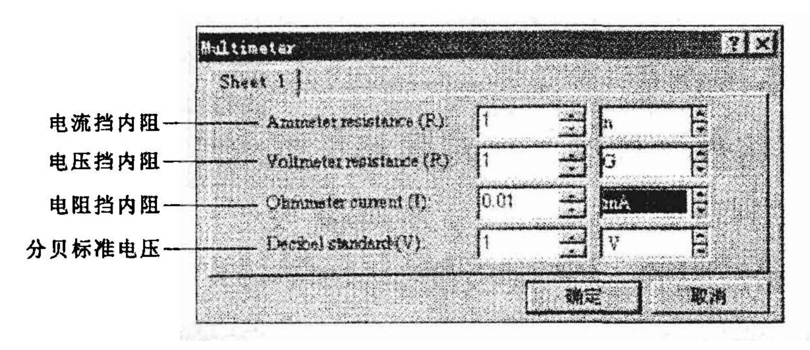
a. 多用表（Multimeter）：是一种自动调整量程，用数字显示测量结果的多用表。它可以用来测量交直流电压、交直流电流、电阻及电路中两点之间的分贝损耗。双击多用表图标，

则显示出放大的面板图如附图G.18所示。



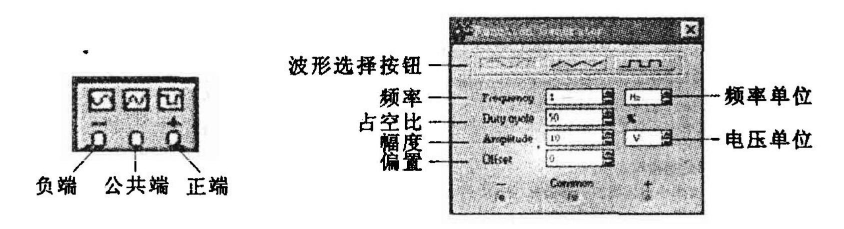
附图G.18 EWB的多用表图标及面板图

用鼠标单击表面板上的设定(Settings)按钮,则弹出如附图G.19所示的对话框窗口,可以设置多用表电流挡内阻、电压挡内阻、电阻挡电流及分贝标准电压等内部参数。



附图G.19 EWB的多用表参数设置对话框

b. 函数信号发生器(Function Generator):是一种电压信号源,可提供正弦波、三角波、方波三种不同波形的信号。其图标及放大的面板图如附图G.20所示。



附图G.20 EWB的函数信号发生器图标及面板图

函数信号发生器的输出波形、工作频率、占空比、幅度和直流偏置,可用鼠标来选择波形按钮和在各窗口设置相应的参数来实现。频率设置范围为1 Hz～999 MHz;占空比调整范围为1%～99%;幅度设置范围为1 V～999 kV;偏置设置范围为−999～999 kV。

c. 示波器(Oscilloscope):是用来显示电信号波形的形状、大小、频率等的仪器。示波器图标及放大后的面板图如附图G.21所示。

示波器面板各按键的作用、调整及参数的设置:

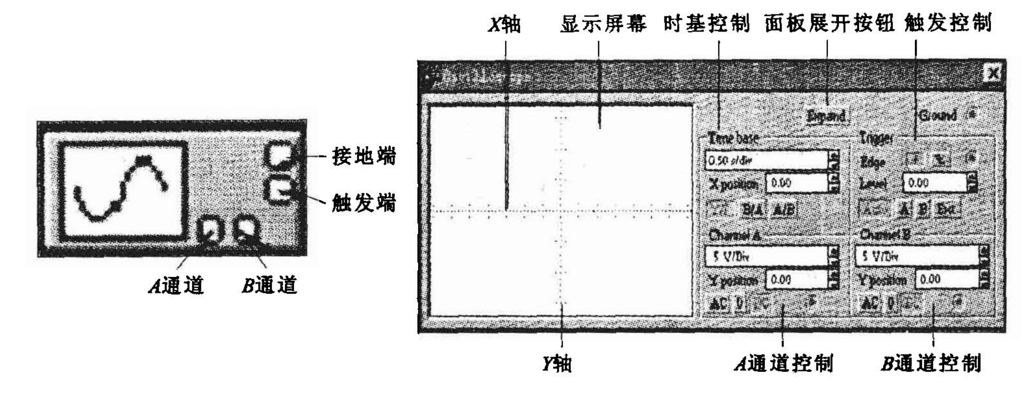
示波器时基控制的调整。面板上时基控制部分如附图G.22所示。

示波器输入通道的设置。示波器A、B通道控制面板如附图G.23所示。

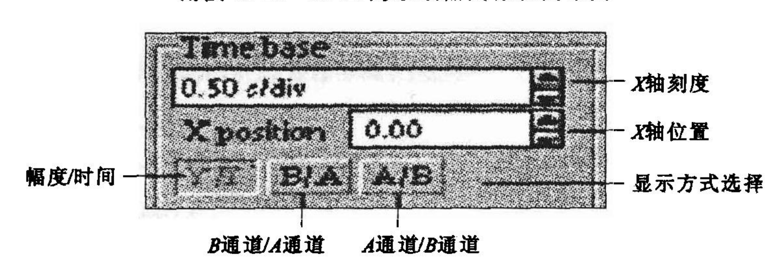
Y轴输入方式,即信号输入的耦合方式:

当用“AC”耦合时,示波器显示信号的交流分量。

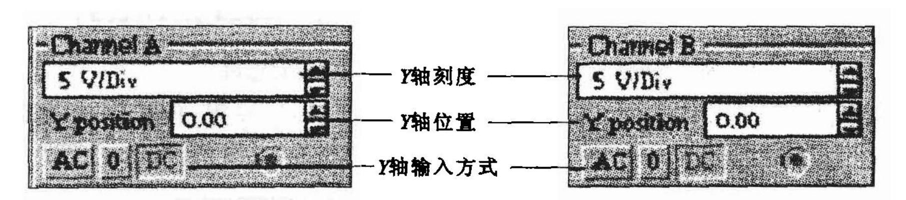
当用“DC”耦合时,显示的是信号的AC和DC分量之和。



附图 G.21　EWB 的示波器图标及面板图



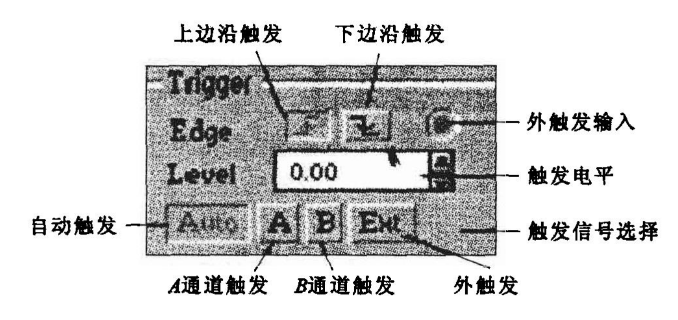
附图 G.22　EWB 的示波器时基控制



附图 G.23　EWB 的示波器通道控制面板

当用“0”耦合时，在 Y 轴设置的原点位置显示一条水平直线。

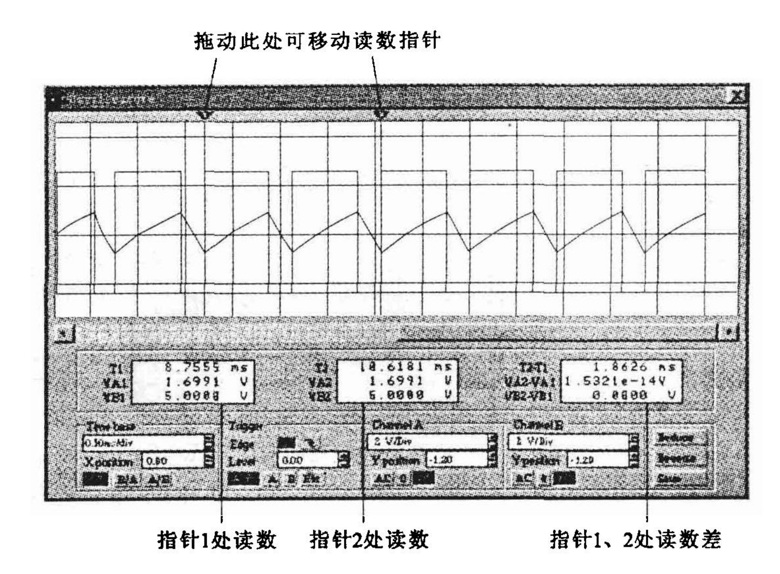
示波器触发方式调整。示波器触发控制面板如附图 G.24 所示。



附图 G.24　EWB 的示波器触发控制面板

示波器显示窗口的扩展。用鼠标单击面板上“Expand”按钮，可将示波器显示屏扩展，并将控制面板移到显示屏下方，如附图 G.25 所示。

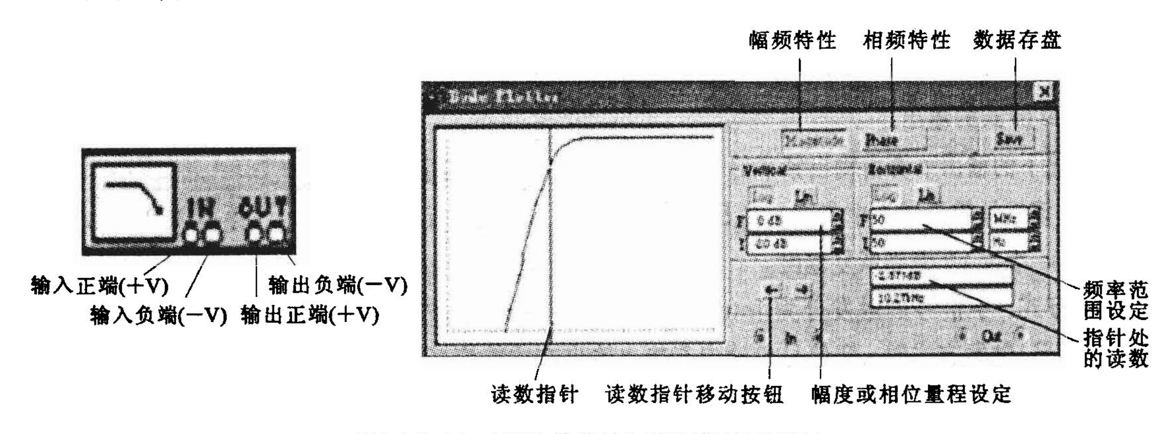
要显示波形读数的精确值时，可将垂直移动读数指针拖到需要读取数据的位置，在显示屏幕下方的方框内，显示了移动读数指针与波形垂直相交点处的时间和电压值，以及两光标位置之间的时间、电压的差值。



附图 G.25　EWB 的示波器面板扩展图

点击面板左下角处的“Reduce”按钮，可缩小示波器面板至原来的大小。点击“Reverse”按钮可改变示波器屏幕的背景颜色。点击“Save”按钮可按 ASCII 码格式存储波形读数。

d. 波特图仪(Bode Plotter)：类似于通常实验室的扫频仪，可以用来测量和显示电路的幅频特性与相频特性。波特图仪的图标及面板图如附图 G.26 所示。波特图仪有 IN 和 OUT 两对端口，其中 IN 端口的+V 和−V 分别接电路输入端的正端和负端；OUT 端口的+V 和−V 分别接电路输出端的正端和负端。使用波特图仪时，必须在电路的输入端接入 AC(交流)信号源。

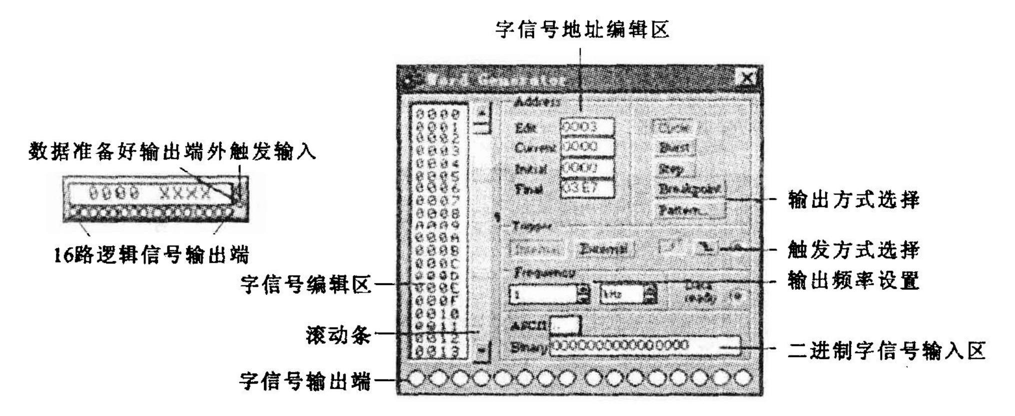


附图 G.26　EWB 的波特图仪图标及面板图

e. 逻辑分析仪的使用。逻辑分析仪的图标和面板图如附图 G.27 所示。

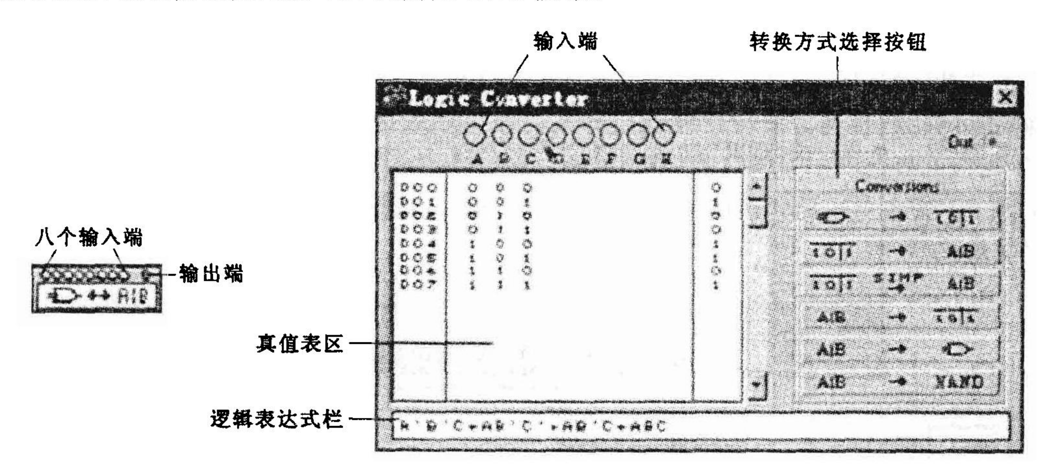
逻辑分析仪可以同步记录和显示 16 路数字信号，可用于对数字逻辑信号的高速采集和时序分析，是分析与设计复杂数字系统的有力工具。

面板左边的 16 个小圆圈对应 16 个输入端，小圆圈内实时显示各路输入逻辑信号的当前值，从上到下依次为最低位至最高位。逻辑信号波形显示区以方波形式显示 16 路逻辑信号的波形。通过设置输入导线的颜色可修改相应波形的显示颜色。波形显示的时间轴刻度可通过面板下边的 Clocks per division 予以设置。拖放读数指针可读取波形的数据。在面板下部的两个方框内显示指针所处位置的时间读数和逻辑读数(4 位十六进制数)。

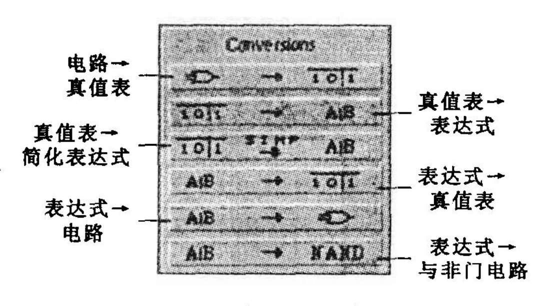


附图 G.27　EWB 的逻辑分析仪的图标及面板图

f. 逻辑转换仪的使用。逻辑转换仪是 Electronics Workbench 特有的仪器，实际工作中不存在与之对应的设备。逻辑转换仪能够完成真值表、逻辑表达式和逻辑电路三者之间的相互转换，这一功能给数字逻辑电路的设计与仿真带来了很大的方便。其图标和面板及转换方式选择按钮分别如附图 G.28、附图 G.29 所示。



附图 G.28　EWB 的逻辑转换仪图标及面板图



附图 G.29　转换方式选择按钮图

逻辑电路→真值表：

逻辑转换仪可以将有多路（最多八路）输入一路输出的逻辑电路导出它的真值表。首先画出逻辑电路，并将其输入端接至逻辑转换仪的输入端，输出端接至逻辑转换仪的输出端。按下“电路→真值表”按钮，在逻辑转换仪的显示窗口，即真值表区将出现该电路的真值表。

真值表→逻辑表达式：

真值表的建立方法有两种。一种方法是根据输入端数，用鼠标单击逻辑转换仪面板顶部代表输入端的小圆圈，选定输入信号（由 A 至 H）。此时真值表区自动出现输入信号的所有组合，而输出列的初始值全部为零。可根据所需要的逻辑关系修改真值表的输出值而建立真值表。另一种方法是由电路图通过逻辑转换仪转换过来的真值表。

对已在真值表区建立的真值表，可用鼠标单击"真值表→逻辑表达式"按钮，在面板的底部逻辑表达式栏将出现相应的逻辑表达式。如果要简化该表达式或直接由真值表得到简化的逻辑表达式，单击"真值表→简化表达式"按钮后，逻辑表达式栏中将出现相应的简化逻辑表达式。逻辑表达式中的"'"表示逻辑变量的"非"。

表达式→真值表、逻辑电路或逻辑与非门电路：

可以直接在逻辑表达式栏中输入逻辑表达式("与—或"式及"或—与"式均可)，然后按下"表达式→真值表"按钮得到相应的真值表；按下"表达式→电路"按钮得到相应的逻辑电路；按下"表达式→与非门电路"按钮得到由与非门构成的逻辑电路。

3. 电路存盘

选择好路径，输入电路图的文件名并存盘。

4. 运行EWB仿真

打开文件，用鼠标左键单击主窗口右上角的开关图标，软件自动运行EWB仿真软件，系统将自动把分析结果显示在各仪器仪表上和分析图(Display Graphs)上。

如果要暂停仿真操作，用鼠标左键单击主窗口右上角的暂停(Pause)图标，实现暂停/恢复操作。

如果电路中有错误，屏幕将提示错误信息。

5. 查看分析结果

EWB中查看分析结果有两种方法：

(1) 接通电源，打开仪器仪表的面板，调节仪器仪表的设置，以满足实验需要。观察指定点的波形或数值的变化。

(2) 接通电源，用鼠标左键单击工具栏上的分析图标，屏幕出现要显示的波形，单击该波形即可对波形进行读数。显示图中除了可以显示仪器上的波形外，还可以显示各种分析中的曲线或数值。在分析显示图上单击鼠标右键，从弹出的对话框中可修改显示坐标。

附G.4 EWB的仿真实例

共发射极单管放大电路的仿真

(1) 电路的创建

电路如附图G.30所示。采用前面提到的方法连接电路、设置元器件参数并连接仪器，同时设置连接到示波器输入端的导线为不同颜色，这样可区分两路不同的波形。

(2) 电路文件的保存

电路创建好以后可将其保存，以备调用。

(3) 电路的仿真实验

a. 双击有关仪器的图标打开其面板，准备观测被测试点的波形。

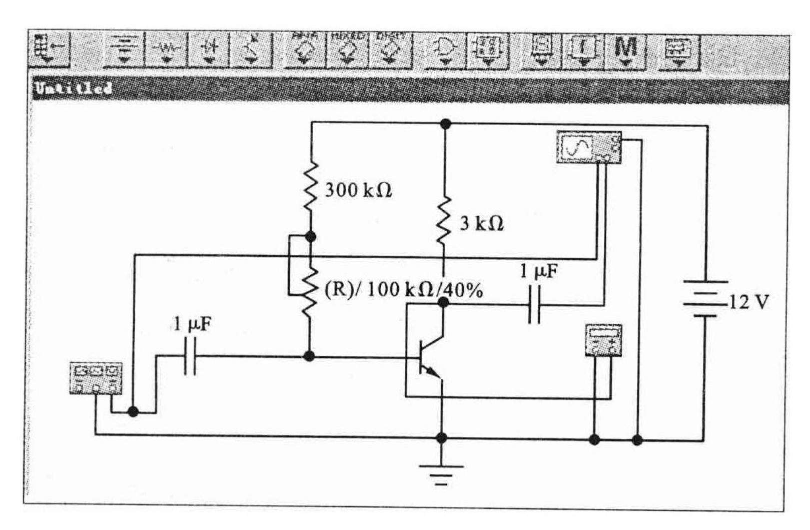
b. 按下电路起动/停止开关，仿真实验开始。如果要使实验过程暂停，可单击右上角的Pause(暂停)按钮；再次单击Pause按钮，实验恢复运行。

c. 调整示波器的时基和通道控制，使波形显示正常，如附图G.31所示。

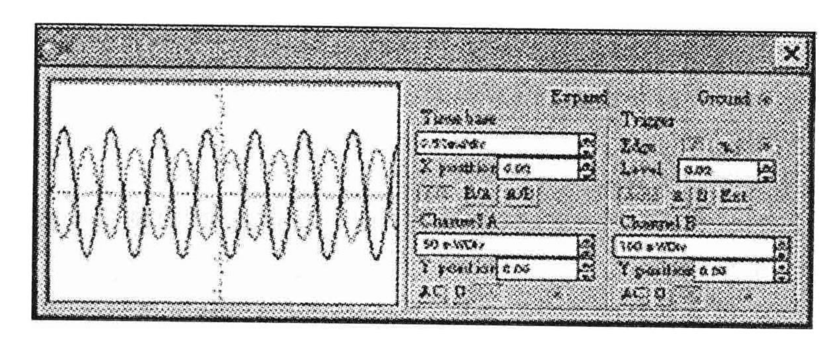
d. 从波特图仪的面板上观测电路的幅频特性和相频特性，如附图G.32所示。

(4) 电路的描述

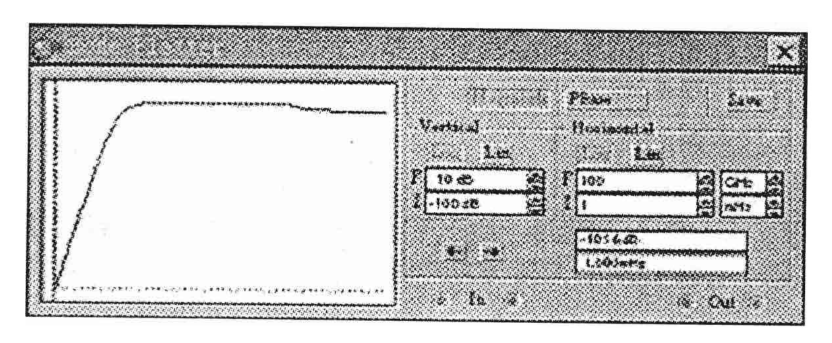
选择Windows/Description命令可打开电路的描述窗口，可以在该窗口中输入有关实



附图 G.30　单管共射放大电路及其所用测试仪器



附图 G.31　波形设定、显示



附图 G.32　波特图显示电路波形

验电路的描述内容。

(5) 实验结果的输出

实验结果的输出主要指：

a. 最终测试电路的保存。

b. 输出电路图或仪器面板(包括显示波形)到其他文字或图形编辑软件，这主要用于实验报告的编写。

c. 打印输出。

部分习题答案

第 1 章

1.2 $U_a=20$ V,$U_b=-20$ V,$I_{ab}=1$ A,$I_{cd}=-1$ A

1.3 (1) $U_a=-10$ V;(2) $I_b=-0.5$ A;(3) $U_c=10$ V;(4) $P_D=40$ mW

1.5 $I_3=-2$ A,$U_3=60$ V,电源

1.6 $I=-2$ A,$P_{3V}=3$ W,$P_{6V}=12$ W,$P_{3\Omega}=3$ W

1.9 (a) $i_1=-2$ A,$i_2=4$ A,$i_3=1$ A;(b) $i=1$ A

1.11 $I_1=1$ A,$I_2=-4$ A,$I_3=0$,$U_1=17$ V,$U_2=21$ V

1.21 (a) 图(1)$U=9$ V,$I=3$ A;(2) $P_{9V}=-9$ W,发出;$P_{2A}=-18$ W,发出

(b) 图(1)$U=6$ V,$I=2$ A;(2) $P_{9V}=-18$ W,发出;$P_{2A}=6$ W,吸收

1.24 $I_S=1$ A

1.25 $U_S=10$ V

1.26 $I=-1$ A

1.28 $I=2.5$ A

1.30 $U=1.5$ V,$I=0.75$ A

1.32 $V_A=-5.8$ V,$V_A=1.96$ V

第 2 章

2.1 6 V电压源产生功率 18 W;18 V电压源产生功率 18 W;2 A电流源消耗功率 4 W

2.2 $R=14.2\ \Omega$

2.3 $U_{AB}=14$ V

2.4 $U_1=3.75$ V

2.5 $U_{12}=\frac{18}{17}$ V,节点 1 与地之间电压为$\frac{20}{17}$ V,节点 2 与地之间电压为$\frac{2}{17}$ V

2.6 $I_1=-5$ A,$I_2=-7$ A

2.7 $I=1$ A

2.8 $I=1.6$ A

2.9 $U=9$ V

2.10 $U=23$ V,$I=1.5$ A

2.11 $I=\frac{8}{5}$ A

2.12 $U_S=7.6$ V

2.13 $I=4$ V

2.14 $U_3=-1$ A

2.15 $I=1.5$ A

2.16 (a)、(c)可等效为戴维南模型和诺顿模型

2.17 $U_{OC}=3$ V,$R_0=7.5\ \Omega$

2.18 $U_{OC}=7$ V,$R_0=6\ \Omega$

2.19 $U_{ab}=-2$ V

2.20 $R_0=1.5$ kΩ　$U_{OC}=10$ V　$I_{SC}=\frac{1}{150}$ A

2.21 $I_3=5.3$ A

2.22 $I=0.6$ A

2.23 $I=3$ A

2.24 $U_S=6$ V

2.25 $U_{OC}=10$ V $R_0=1$ kΩ

第3章

3.1 $I_{1m}=14.1$ A, $I_1=10$ A, $I_{2m}=70.7$ A, $I_2=50$ A. $\omega_1=\omega_2=628$ rad/s
$f_1=f_2=100$ Hz, $\psi_1=-40°$, $\psi_2=50°$, 相位差 $\varphi=-90°$

3.2 $u=220\sqrt{2}\sin(\omega t+30°)$ V, $i=5\sqrt{2}\sin(\omega t-127°)$ A

3.3 $R_1=R_2=22$ Ω

3.4 $t=\frac{T}{6}$: $i=12.25$ A, $u=155$ V, $e_L=-155$ V;

$t=\frac{T}{4}$: $i=10\sqrt{2}$ A, $u=0$ V, $e_L=0$ V;

$t=\frac{T}{2}$: $i=0$ A, $u=-220\sqrt{2}$ V, $e_L=220\sqrt{2}$ V;

3.5 $L=39$ H

3.6 $R=6$ Ω, $L=15.89$ mH

3.7 $t=\frac{T}{6}$: $i=2.2\sqrt{2}$ A, $u=110\sqrt{6}$ V;

$t=\frac{T}{4}$: $i=0$ A, $u=220\sqrt{2}$ V;

$t=\frac{T}{2}$: $i=-4.4\sqrt{2}$ A, $u=0$ V

3.8 $R=1000$ Ω, $C=0.1$ μF

3.9 $R=9.2$ kΩ, $U_2=0.5$ V

3.10 $R=30$ Ω 与 $X_L=40$ Ω 串联, $\cos\varphi=0.6$, $P=580$ W, $Q=774.4$ var

3.11 $C=3.2$ μF

3.12 40.3 A, 10 A, 50 A

3.13 (1) 5 A; (2) 7 A; (3) 1 A

3.14 $Z_{ab}=-j10$ Ω, $Z_{ab}=(1.5+j0.5)$ Ω

3.15 $i=20\sqrt{2}\sin(\omega t-37°)$ A, $u_R=80\sqrt{2}\sin(\omega t-37°)$ V
$u_L=160\sqrt{2}\sin(\omega t+53°)$ V, $u_C=100\sqrt{2}\sin(\omega t-127°)$ V
$P=1.6$ kW, $Q=1.2$ kvar, $S=2$ kV·A, $\cos\varphi=0.8$

3.16 $X_C=20$ Ω

3.17 $I=10$ A, $X_C=15$Ω, $R_2=X_L=7.5$ Ω

3.18 (a) $\dot{I}=2\angle-37°$ A, $\dot{U}_1=4\angle-37°$ V, $\dot{U}_2=7.21\angle19.4°$ V

(b) $\dot{I}_1=\sqrt{2}\angle-45°$ A, $\dot{I}_2=\sqrt{2}\angle45°$ A, $\dot{U}=2\angle0°$ V

3.19 141 μF, 并电容前电流为 56.82 A, 并电容后电流为 47.85 A

3.21 $C=204$ pF, $I=0.13$ μA, $U=156$ μV

3.23 A_1、A_2、A_3 表的读数都为 17.32 A, 断路后 A_1 的读数为 10 A, A_2 的读数为 $5\sqrt{3}$ A, A_3 的读数为 5 A

3.24 $\dot{I}_A=1.174\angle-27^\circ$ A(设 $\dot{U}_A=220\angle0^\circ$ V),$\dot{U}_{A'B'}=380\angle30^\circ$ V

3.25 设 $\dot{U}_A=220\angle0^\circ$ V,$\dot{I}_A=88\angle-37^\circ$ A,$\dot{I}_{A'B'}=50.8\angle-7^\circ$ A

3.29 3.18 mA

3.30 (1) $0\leqslant t\leqslant0.05$ s 时,$i=0.2\times10^{-6}$ A

$0.05\text{ s}\leqslant t\leqslant0.15$ s 时,$i=-0.2\times10^{-6}$ A

$0.15\text{ s}\leqslant t\leqslant0.2$ s 时,$i=0.2\times10^{-6}$ A

(3) $I_0=0,I=0.2\ \mu$A

第4章

4.1 (a) $u_C(0_+)=10$ V,$i_C(0_+)=-1.5$ A,$u_R(0_+)=-15$ V

(b) $i_L(0_+)=1$ A,$u_R(0_+)=5$ V,$i_R(0_+)=1$ A

4.2 (1) $R=1$ kΩ,$C=20\ \mu$F

(2) $i_C=0.01\,e^{-50t}$ A

4.3 $u_C=20(1-e^{-25t})$ V

4.4 $u_C=(18+36e^{-250t})$ V

4.5 $u_C=4e^{-2t}$ V,$i=0.04e^{-2t}$ A

4.6 (1) $i_L=2$ A 无过渡;(2) $P=48$ W

4.7 (2) $R=2\ \Omega$,$C=0.5$ F

4.8 $i_3=(1-0.25e^{-500t})$ mA,$u_C=(2-e^{-500t})$ V

4.9 (1) $u_C=(1.5-0.5e^{-2.3\times10^6t})$ V;(2) $u_B=(3-0.14e^{-2.3\times10^6t})$ V

(3) $u_A=(1.5+0.36e^{-2.3\times10^6t})$ V

4.10 $u_C=(-5+15e^{-10t})$ V

4.11 (1) $i_1=i_2=2(1-e^{-100t})$ A,(2) $i_1=(3-e^{-200t})$ A,$i_2=2e^{-50t}$ A

4.12 $i_L=\left(\frac{6}{5}-\frac{12}{5}e^{-\frac{5}{9}t}\right)$ A,$i=\left(\frac{9}{5}-\frac{8}{5}e^{-\frac{5}{9}t}\right)$ A

第5章

5.1 (1) $U_{AO}=12$ V;(2) $U_{AO}=6$ V;(3) $U_{AO}=-6$ V

5.2 (a) D 导通,$U_{AO}=-6$ V;(b) D 截止,$U_{AO}=-12$ V;(c) D_1 导通,D_2 截止,$U_{AO}=0$ V;(d) D_2 导通,D_1 截止,故 $U_{AO}=-6$ V

5.4 $R=0.36\sim1.8$ kΩ

5.7 (a) 饱和;(b) 放大

5.8 (a) 不能;(b) 可以;(c) 不能;(d) 不能

5.10 $\beta\geqslant100$

5.11 (1) $R_W=0$ 时,T 处于饱和状态,$u_o=0.3$ V;(2) $R_W=5$ kΩ 时,T 处于放大状态,$u_o=5.5$ V

5.12 $I_C=2.8$ mA,$U_{CE}=3.6$ V

5.15 (1) $V_C\approx6.4$ V;(2) $V_C=12$ V;(3) $V_C=U_{CES}=0.5$ V;(4) $V_C=12$ V;(5) $V_C=V_{CC}=12$ V。

5.16 (1) $R_B=565$ kΩ;(2) $R_L=1$ kΩ

5.17 $\dot{A}_U=-200$;$R_i\approx1$ kΩ;$R_o\approx5$ kΩ;$\dot{U}_S\approx60$ mV

5.18 (1) $I_B=\frac{V_{CC}-U_{BE}}{R_1}$,$I_C=\beta I_B=\frac{\beta(V_{CC}-U_{BE})}{R_1}\approx\frac{\beta V_{CC}}{R_1}$,$U_{CE}=V_{CC}-I_C(R_2+R_3)$

(2) $\dot{A}_U=\frac{-\beta(R_2 // R_L)}{r_{be}}$, $R_i=R_1 // R_L$, $R_o \approx R_2$

(3) $\dot{A}_U=\frac{-\beta[(R_2+R_3) // R_L]}{r_{be}}$, $R_o \approx R_2+R_3$, $\dot{A}_U$ 增大, R_o 增大

5.19 (1) $I_{BQ} \approx 20\ \mu A$, $I_{CQ} \approx 1\ mA$, $U_{CEQ} \approx 6.8\ V$;

(2) $\dot{A}_U \approx -247$, $\dot{A}_{US} \approx -190$, $R_i \approx 1\ k\Omega$, $R_o \approx 4.93\ k\Omega$

5.20 (1) $I_{BQ}=10\ \mu A$, $I_{EQ}=1\ mA$, $U_{CEQ}=5.7\ V$; $A_U=-7.7$, $R_i \approx 3.7\ k\Omega$, $R_o \approx 5\ k\Omega$;

(2) R_i 增大, $R_i \approx 4.1\ k\Omega$; $|\dot{A}_U|$减小, $\dot{A}_U \approx -\frac{R_L'}{R_F+R_E} \approx -1.92$

5.21 (1) $I_{BQ}=32\ \mu A$, $I_{EQ}=2.6\ mA$, $U_{CEQ}=7.2\ V$;

(2) $A_U \approx 0.992$, $R_i \approx 76\ k\Omega$;

(3) $R_o \approx 37\ \Omega$

5.22 $\dot{A}_{U1} \approx -1$ $\dot{A}_{U2} \approx 1$

第 6 章

6.1 (1) $I_{BQ}=0.0026\ mA$, $I_{CQ}=0.26\ mA$, $U_{CQ}=5.64\ V$; $U_{BQ}=-7\ mV$

(2) $A_d=-40$

(3) $r_{id}=36\ k\Omega$

6.2 $A_d=+86.2$

6.3 (1) $I_B=0.01\ mA$, $I_C=0.5\ mA$, $V_C=3.45\ V$, $V_E=-0.798\ V$, $V_B=-0.1\ V$

(2) $u_{ic1}=u_{ic2}=5\ mV$

(3) $u_{oc1}=u_{oc2}=-2.39\ mV$

(4) $u_{od1}=-39.5\ mV$, $u_{od2}=+39.5\ mV$

(5) $u_{o1}=-41.9\ mV$, $u_{o2}=+37.1\ mV$

(6) $u_{oc}=0$, $u_{od}=-79\ mV=u_o$

6.4 $u_o=5.5\ V$

6.5 $u_o=(1+K)(u_{i2}-u_{i1})$

6.7 $u_o=-\frac{1}{RC}\int(u_{i1}+u_{i2}+u_{i3})dt$

6.8 $u_o=-\left(\frac{R_F}{R_1}u_1+R_FC\frac{du_i}{dt}\right)$

6.13 (a) 电压并联正反馈;(b) 电压串联正反馈;(c) 电压并联负反馈;(d) 电流串联负反馈;(e) 电压串联负反馈;(f) 电流并联负反馈

6.14 (1) $A_F \approx 1/F=500$; (2) 0.1%

6.15 $F=0.05$; $A_U=2000$

6.16 电压串联负反馈,无穷大,11; 11;1;14;14;1

6.19 (a) 所示电路为单限比较器, $u_o=\pm U_Z=\pm 8\ V$, $U_T=-3\ V$

(b) 所示电路为过零比较器, $U_{OL}=-U_D=-0.2\ V$, $U_{OL}=+U_Z=+6\ V$, $U_T=0\ V$

(c) 所示电路为反相输入的滞回比较器,阈值电压 $U_{T1}=0\ V$, $U_{T2}=4\ V$

(d) 所示电路为同相输入的滞回比较器,阈值电压 $U_{T1}=1.75\ V$, $U_{T2}=7.5\ V$

第 7 章

7.2 (1) 按 $I_D=240\ mA$, $U_{drmax}=28.2\ V$ 选择二极管

(2) $C=1000\ \mu F$，耐压≥28.2 V

(3) $U_2=20V,I_2=720\ mA$

7.3 (2) $R_W=100\ \Omega$;(3) $U_o=10\ V$

7.4 (1) $U_A=1.2\ V,U_2=1.2\times20=24\ V,U_C=U_D=U_Z=6\ V,U_B=U_o=12\ V,U_E=13.4\ V$

(2) 输出电压的调节范围:9～18 V

7.7 1接4,2接6,5接7、9,3接8、11、13,10接12

第8章

8.1 将下列的二进制数转换成十进制数

(1) $(1011)_2=(11)_{10}$　(2) $(10101)_2=(21)_{10}$

(3) $(11111)_2=(31)_{10}$　(4) $(100001)_2=(33)_{10}$

8.2 将下列十进制数转换为二进制数

(1) $(8)_{10}=(1000)_2$　(2) $(27)_{10}=(11011)_2$

(2) $(31)_{10}=(11111)_2$　(4) $(100)_{10}=(1100100)_2$

8.3 完成下列的数制转换

(1) $(255)_{10}=(11111111)_2=(FF)_{16}=(001001010101)_{8421BCD}$

(2) $(11010)_2=(1A)_{16}=(26)_{10}=(00100110)_2$

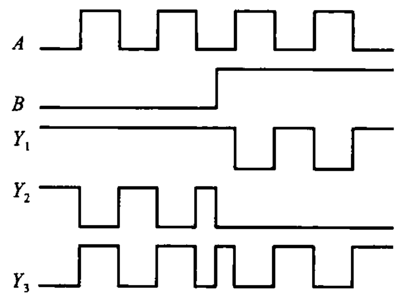
(3) $(3FF)_{16}=(1111111111)_2=(1023)_{10}=(0001000000100011)_{8421BCD}$

(4) $(100000110111)_{8421BCD}=(837)_{10}=(1101000101)_2=(345)_{16}$

8.4 完成下列二进制数的算术运算

(1) $(1110)_2$　(2) $(101)_2$　(3) $(1000001)_2$　(4) $(11)_2$

8.5



8.6 $X=\overline{\overline{AB}+\overline{\overline{BC}}+\overline{BC}}$

$Y=\overline{\overline{AB}\cdot\overline{B\overline{C}}}$

$Z=\overline{\overline{A\overline{C}}\cdot\overline{BC}}$

8.7 (a) $Y=\overline{AB}C+\overline{A}B\overline{C}+A\overline{B}\overline{C}+ABC$

(b) $Y=\overline{A}BCD+A\overline{B}C\overline{D}+A\overline{B}CD+AB\overline{C}D+ABC\overline{D}+ABCD$

8.8 (1) $Y=A+B$

(2) $Y=1$

(3) $Y=\overline{BC}+A\overline{B}+A\overline{C}$

(4) $Y=AD$

(5) $Y=A+CD$

(6) $Y=1$

(7) $Y=A+B+C$

(8) $Y=1$

(9) $Y=\bar{A}+B+\bar{C}$

(10) $Y=A\bar{C}$

8.12　与非门当反相器使用时，把多余输入端接高电平

或非门当反相器使用时，把多余输入端接低电平

异或门当反相器使用时，把多余输入端接高电平

8.13　写出逻辑表达式：$S_i=A_i\oplus B_i+C_{i-1}$，$C_i=A_iB_i+(A_i\oplus B_i)C_{i-1}$

根据逻辑表达式列出真值表：根据真值表所得，这是一个全加器，其中 A_i 是加数，B_i 是被加数，C_{i-1} 是来自低位的进位，S_i 是本位和，C_i 是向高位的进位。

输　入			输　出	
A_i	B_i	C_{i-1}	C_i	S_i
0	0	0	0	0
0	0	1	0	1
0	1	0	0	1
0	1	1	1	0
1	0	0	0	1
1	0	1	1	0
1	1	0	1	0
1	1	1	1	1

8.17　列真值表：

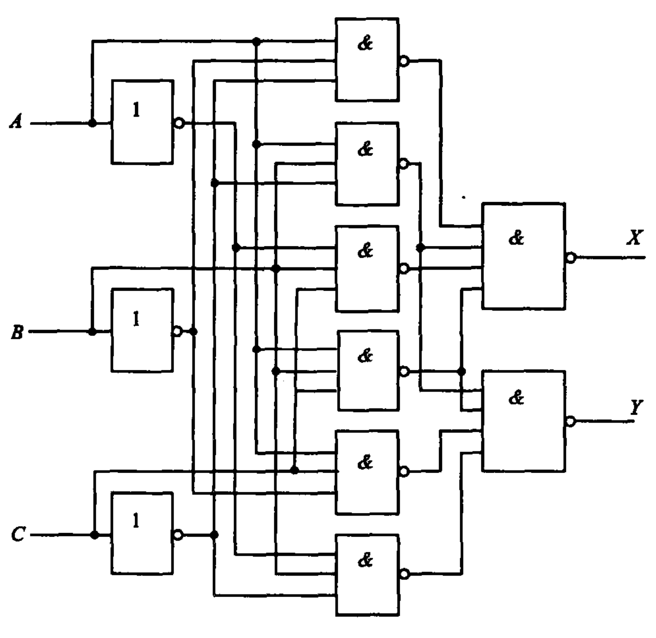
写出逻辑表达式：

$X=A\bar{B}\bar{C}+AB\bar{C}+\bar{A}BC+ABC$　　$Y=\bar{A}B\bar{C}+AB\bar{C}+A\bar{B}C+ABC$

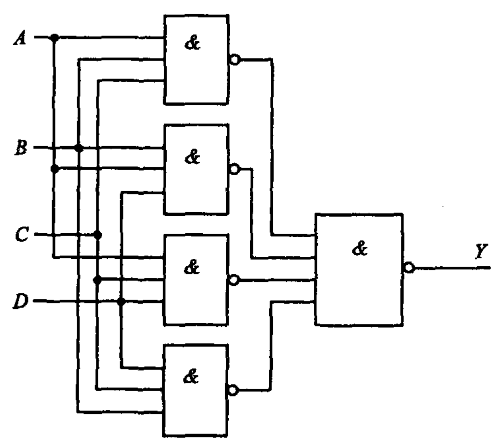
写成与非表达式：

$X=\overline{\overline{A\bar{B}\bar{C}}\cdot\overline{AB\bar{C}}\cdot\overline{\bar{A}BC}\cdot\overline{ABC}}$　　$Y=\overline{\overline{\bar{A}B\bar{C}}\cdot\overline{AB\bar{C}}\cdot\overline{A\bar{B}C}\cdot\overline{ABC}}$

输　入			输　出	
C	B	A	X	Y
0	0	0	0	0
0	0	1	1	0
0	1	0	0	1
0	1	1	1	1
1	0	0	0	0
1	0	1	0	1
1	1	0	1	0
1	1	1	1	1

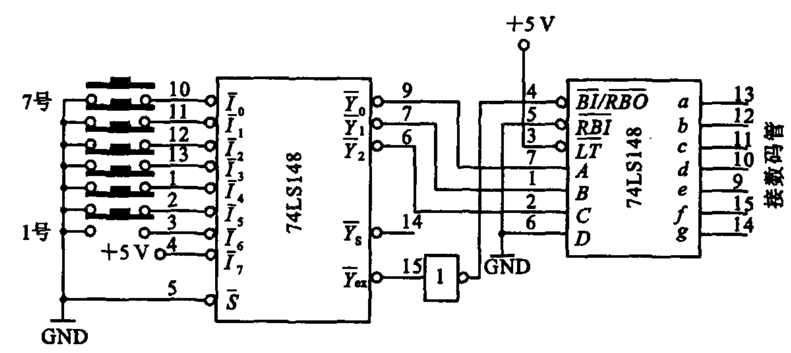


8.18 逻辑表达式 $Y=ABC+ABD+ACD+BCD$，画出与非门逻辑图。

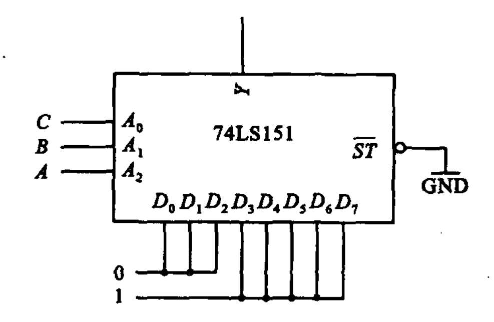


8.20 在每 2s 内闪烁一次；占空比越大，七段数码管越亮。

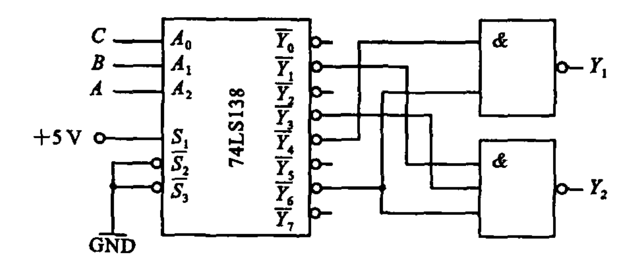
8.21 电路设计图如下：



8.28 电路图如下所示：



8.29 电路图如下所示：

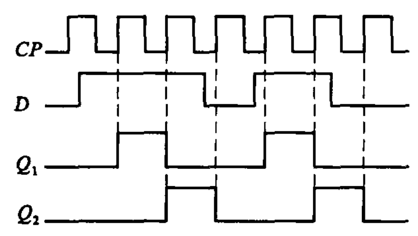


第 9 章

9.6 这是一个 D 触发器改装成 JK 触发器的电路。其功能为上升沿的 JK 触发器。X 即 J，Y 即 K。

9.7　$Q^{n+1}=D=X\bar{Q}^n$

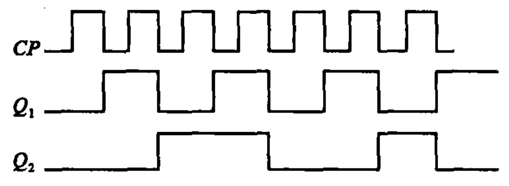
9.8　波形图如下所示：



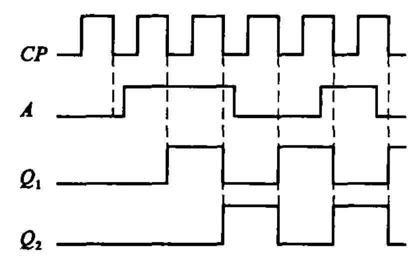
9.9　$Q_0^{n+1}=D_0=\bar{Q}_1^n\bar{Q}_0^n, Q_1^{n+1}=D_1=Q_0^n, Z=CPQ_1^n$

Q_1^n	Q_0^n	Q_1^{n+1}	Q_0^{n+1}
0	0	0	1
0	1	1	0
1	0	0	0

9.10　波形图如下所示：



9.11　波形图如下所示：



9.12　有自启动功能的五进制计数器。

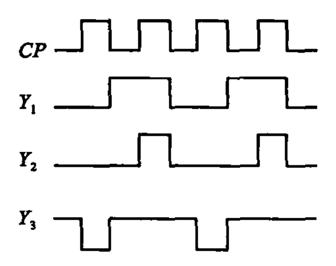
9.13　有自启动功能的五进制计数器。

9.14　$X=0$ 为同步二进制加法计数器；

$X=1$ 为同步二进制减法计数器。

9.15　同步五进制计数器。

9.16　波形图如下所示：



9.17　九进制计数器。

9.18　八进制计数器。

9.19 二十四进制计数器。

9.21 发光二极管 亮—暗—亮—暗

第10章

10.1 (1) 电动机在起动时;(2) 电动机在异步旋转时;(3) 电动机在同步旋转时。

10.2 $s_N=0.067$

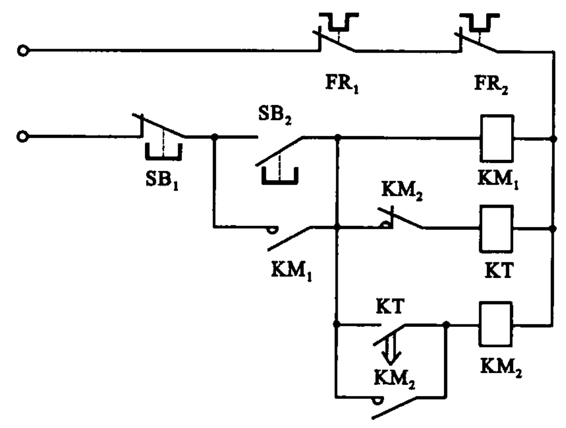
10.3 $P=3$;$s_N=0.0253$

10.4 $\lambda=2$

10.6 $n_1=1000$ r/min;$s_N=0.03$;$I_N=24.6$ A;$T_N=108.3$ N·m;$P_{1N}=12.64$ kW;$T_m=216.6$ N·m;$T_{st}=216.6$ N·m;$I_{st}=159.9$ A

10.7 Y换接 $I_{st}=12.03$ A;$T_{st}=8.8$ N·m;自耦补偿 $I_{st}=9.02$ A;$T_{st}=6.6$ N·m

10.11



10.12 (1) 主电路中接触器 KM_R 的 C 相主触点的电动机一端错接在 A 相,应改接到 C 相热继电器的上方;否则接触器 KM_R 合上时,将造成 B、C 相间短路。

(2) 控制电路的电源端均应接在接触器主触点的上方,否则接触器未合上时控制电路无法接通。另外,控制电路电源端应跨接在任意两相的电源线上,如两端都接在同一相上,则控制电路不能工作。

(3) 反转起动按钮 SB_R 的电源端应接到停止按钮 SB_1 的右端,否则 SB_1 按下时,反转控制电路不起控制作用。

(4) 正转起动按钮 SB_F 应与正转自锁触点 KM_F 并联,原线路中未加正转自锁触点 KM_F,应予补上;否则正转时只能点动。

(5) 反转起动按钮 SB_F 所并联的自锁触点应为 KM_R,而不是 KM_F,应予改正。

(6) 正转及反转控制电路中的常闭互锁触点用反了,即在线圈 KM_F 中应串联互锁触点 KM_R,在 KM_R 的线圈中应串联互锁触点 KM_F,否则接触器线圈将无法通电。

10.14 既能连续工作,又能点动工作的三相异步电动机的控制电路。

10.17 控制电路接通电源后,时间继电器线圈通电,常闭延时闭合触点瞬时断开;按起动按钮 SB_2,KM_1 线圈通电,电动机串联电阻 R 降压起动,时间继电器线圈断电,延时后其触点闭合,使 KM_2 通电,起动完毕。

注意:(1) 时间继电器是断电延时的;(2) 时间继电器的常闭延时闭合触点的动作顺序。

参 考 文 献

1　秦曾煌.电工学.第5版.北京:高等教育出版社,1999
2　叶挺秀,张伯尧.电工电子学.第2版.北京:高等教育出版社,2004
3　罗守信.电工学.第3版.北京:高等教育出版社,1993
4　唐介.电工学(少学时).北京:高等教育出版社,1999
5　王鸿明.电工技术与电子技术.北京:清华大学出版社,1991
6　邱关源.电路.第4版.北京:高等教育出版社,1999
7　李瀚荪.电路分析基础.第3版.北京:高等教育出版社,1993
8　童诗白,华成英.模拟电子技术基础.第3版.北京:高等教育出版社,2001
9　康华光.电子技术基础(模拟部分).第4版.北京:高等教育出版社,1999
10　康华光.电子技术基础(数字部分).第4版.北京:高等教育出版社,2000
11　阎石.数字电子技术基础.第4版.北京:高等教育出版社,1998
12　欧伟明,周春临,等.电子信息系统设计.西安:西安电子科技大学出版社,2005
13　郭爱莲,李桂梅.电工电子技术实践教程.北京:高等教育出版社,2004
14　沈任元,吴勇.常用电子元器件简明手册.北京:机械工业出版社,2000
15　罗会昌.电工电子技术实验与课程设计.合肥:中国科技大学出版社,1996
16　[美]尼尔森.电路.第6版.冼立勤译.北京:电子工业出版社,2002

责任编辑/曲生伟　　封面设计/吴　极

电工电子技术基础

武汉理工大学出版社发行部
地　　址：武汉市洪山区珞狮路122号
邮　　编：430070
电　　话：027-87384503　027-87394412
传　　真：027-87397097


ISBN 978-7-5629-3121-8

定价：32.00元